3/3

Elektronische onderdelen en hun eigenschappen

Inhoud

3/3.1

Weerstanden en potentiometers

Weerstanden zijn bepalend voor de grootte van de stroom, die door een schakeling loopt. De grootte van de stroom is omgekeerd evenredig met de weerstand. Hoe groter de weerstand, hoe kleiner de stroom en omgekeerd. De verhoudingen tussen weerstand, spanning en stroom zijn vastgelegd in de wet van Ohm:

$$R = \frac{U}{I} \text{ of } I = \frac{U}{R} \text{ of } U = I \times R$$

waarin R de weerstand voorstelt, U de spanning en I de stroom.

De gebruikte grootheden zijn:

- Ohm voor weerstand,
- Volt voor spanning en
- Ampère voor stroom.

Een enkele maal wordt in de plaats van weerstand de grootheid "geleidingsvermogen" gebruikt.
Deze grootheid is omgekeerd evenredig aan de weerstand en wordt uitgedrukt in Siemens of mho.

Geleidingsvermogen $G = \frac{1}{R}$

De belangrijkste formules voor weerstanden zijn:

– weerstand bij serieschakeling

$$R_{tot} = R_1 + R_2 + R_3 \ldots\ldots + R_n$$

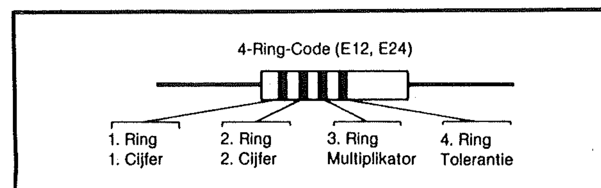
– weerstand bij parallelschakeling

$$\frac{1}{R_{tot}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \ldots\ldots + \frac{1}{R_n}$$

De belangrijkste parameters voor weerstanden zijn:

- de waarde in (Ohm, kΩ, MΩ)
- de belastbaarheid (Watt)
- de tolerantie
- de temperatuurcoëfficient

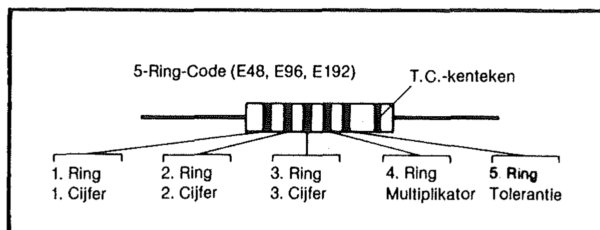
Zolang de tolerantie groter is dan 1% en de belastbaarheid kleiner dan 1 Watt, worden de waarden aangegeven door middel van een kleurcodering. Bij een belastbaarheid vanaf 2 Watt en bij toleranties vanaf of kleiner dan 0,5% worden de waarden doorgaans in cijfers op het weerstandslichaam gedrukt.



Figuur 3/3.1 -1: Tolerantie $\geq 5\%$

3.1 Weerstanden en potentiometers

Kleurcode voor weerstanden volgens de DIN 41429 norm.



Figuur 3/3.1 -2: tolerantie ≤2%

Voor figuren 3/3.1 -1 en -2 geldt:

kleurcodes voor weerstanden volgens IEC 62 resp. DIN 41429.

Tabel 3/3.1 -1

kleur	cijfer	vermenig-vuldigings-factor		tolerantie
zilver	-	0,01	Ω	10%
goud	-	0,1	Ω	5%
zwart	0	1	Ω	-
bruin	1	10	Ω	1%
rood	2	100	Ω	2%
oranje	3	1	kΩ	-
geel	4	10	kΩ	-
groen	5	100	kΩ	0,5%
blauw	6	1	MΩ	0,1%
violet	7	10	MΩ	0,1%
grijs	8	100	MΩ	-
wit	9	1	GΩ	-

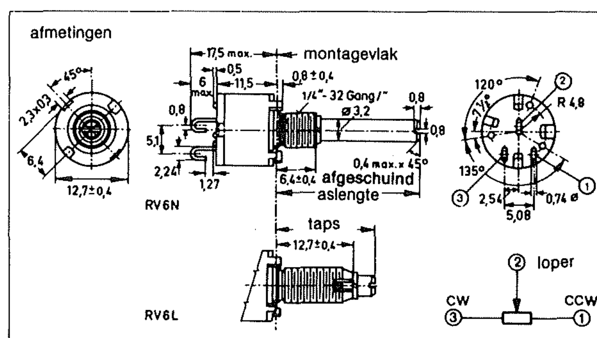
Voorbeelden:

1º ring: bruin
2º ring: zwart
3º ring: rood
4º ring: goud
} 10 x 100 = 1 kΩ ± 5%

1º ring: violet
2º ring: bruin
3º ring: groen
4º ring: rood
5º ring: bruin
6º ring: oranje
} 715 x 100 = 71,5 kΩ ± 1%
15 x 10^6/k
temperatuurscoëfficient

Cijfercode	IEC publ. 62 resp. DIN 40825
0,10Ω	R10
0,33Ω	R33
1,0 Ω	1R0
1,33Ω	1R33
10,1 Ω	10R1
100 Ω	100R
1 kΩ	1K0
10 kΩ	10K
100 kΩ	100K
1,0 MΩ	1M0
10 MΩ	10M
100 MΩ	100M
1,0 GΩ	1G0

Tabel 3/3.1 -2: Waarden in cijfers gedrukt op het weerstandslichaam, en rechts idem volgens IEC norm, ook de tolerantiewaarde is opgedrukt.



Figuur 3/3.1 -3: Afmetingen van een 0,5 Watt draaipotentiometer (Resista).

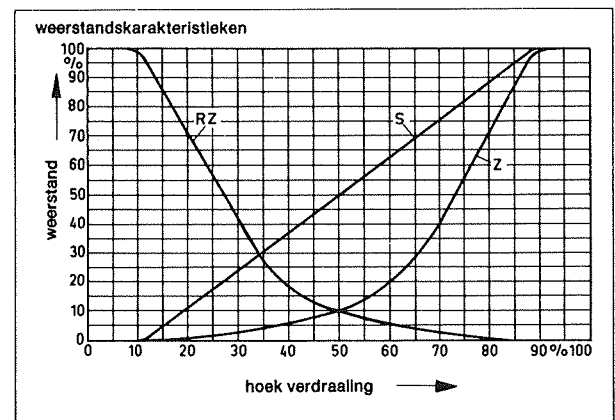
3.1 Weerstanden en potentiometers

Gangbare soorten weerstanden
(vaste weerstanden)

- Koolstoflaag op een keramische drager volgens DIN 44051 (voor normaal gebruik)
- Koolstoflaag op een keramische drager volgens DIN 44052 (voor zwaar gebruik)
- Koolstoflaag op een keramische drager volgens DIN 44053 (precisieweerstanden)
- Koolstoflaag op een keramische drager volgens DIN 44055 (geringe drift en uitval)
- Metaaloxidelaag op een keramische drager volgens DIN 40040 (voor tropengebruik, tot omgevingstemperaturen van 175 °C)
- Draadweerstanden op diverse wijzen samengesteld voor hoge belastbaarheid

Potentiometers of regelbare weerstanden:

Regelbare weerstanden worden geleverd als draaipotentiometer of als schuifpotentiometer. Ze werken doorgaans volgens het principe van een spanningsdeler, d.w.z. dat beide uiteinden van de weerstand naar buiten zijn uitgevoerd, terwijl de loper als derde contact fungeert.
Voor lage belastingen wordt doorgaans koolfilm als weerstandsmateriaal gebruikt, voor grotere belastingen wordt weerstandsdraad gebruikt.
Afhankelijk van de wijze waarop het weerstandsmateriaal is aangebracht zal de weerstandswaarde lineair, positief logaritmisch of negatief logaritmisch veranderen met de verdraaiïng of verschuiving van de loper. Precisiepotentiometers worden vervaardigd met mangaandraad, of konstantaandraad voor de lagere en gemiddelde weerstandswaarden en met chroomnikkel voor de hogere weerstandswaarden.
Soms worden mechanische vertragingen op de as aangebracht om zeer kleine verplaatsingen van de loper te realiseren (meerslagenpotentiometers).



Figuur 3/3.1 -4: Weerstandskarakteristieken
S - lineair
Z - logaritmisch
RZ - negatief logaritmisch

Een bijzondere vorm van potentiometers zijn de zogenaamde instelpotentiometers. Zij komen in allerlei vormen voor en worden doorgaans gebruikt voor het eenmalig afregelen van schakelingen. De loper wordt doorgaans verdraaid met behulp van een schroevendraaier.

3/3.2

Condensatoren

Condensatoren zijn onderdelen die in staat zijn elektrische energie (lading) op te slaan. Zij bestaan uit twee metalen platen, gescheiden door een isolatiemateriaal (het diëlektricum). Legt men aan de platen een potentiaalverschil aan, dan vindt er een uitwisseling van elektronen plaats.
Deze elektronenuitwisseling (stroom) is afhankelijk van de aangelegde spanning, de grootte van de metaalplaten, het diëlektricum en de afstand tussen de platen. De verplaatsing van de elektronen is te meten als een oplaadstroom.

De belangrijkste parameters van condensatoren zijn:

- de capaciteit in mF, μF, nF, en pF (F = Fahrad)
- de doorslagspanning in Volt (afhankelijk van het diëlektricum)
- de polarisatierichting (indien van belang aangegeven op de condensator)

Al naar gelang de toepassing worden condensatoren met een vaste waarde gebruikt, trimcondensatoren (instelbare capaciteit voor afregeling) en draaicondensatoren (regelbare capaciteit).
Een verdere indeling volgt uit het gebruikte diëlektricum en de opbouw van de condensatoren.

- Kunststofcondensatoren (metaalfolie met kunststof of papier als diëlektricum). Deze worden echter nauwelijks meer toegepast.
- Keramische condensatoren.
- Elektrolytische condensatoren met gepolariseerde elektroden (hoge capaciteitswaarden).

De belangrijkste formules voor condensatoren zijn:

- capaciteit bij parallelschakeling $C_{tot} = C_1 + C_2 + C_3 \ldots\ldots + C_n$
- capaciteit bij serieschakeling $\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots\ldots + \frac{1}{C_n}$
- impedantie $Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$ [Ω]
- maximale frequentie $f_{gr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z \cdot C}$ [Hz]

3.2 Condensatoren

Waardeaanduiding op condensatoren is afhankelijk van de grootte en de vorm en helaas niet erg gestandaardiseerd.

Een aantal veel voorkomende aanduidingen zijn in de volgende tabellen verwerkt.

Keramische condensatoren

Tolerantie			Werkspanning	
B	±0,1	C ≥ 10 pF in %	a	50 V–
C	±0,25		b	125 V–
D	±0,5	±0,5	c	160 V–
F	±1,0	±1,1	d	250 V–
G	±2,0	±2,0	e	350 V–
H	bij C ≤ 10pF	±2,5	g	700 V–
J	in pF	±5	h	1000 V–
K		±10	u	250 V~
M		±20	v	350 V~
P		+100	w	500 V~
R		+30/−20		
S		+50/−20		
Z		+80/−20		

Tabel 3/3.2 -1

Voorbeeld: n 47 Kd

= 0,47 nF, ±10%, 250 V

3.2 Condensatoren

Keramische condensatoren met kleurcodering

capaciteit in pF	kleurringen van boven naar beneden				kleur lichaam
	1. en 2 ring waarde	3. ring, verm. factor	4. ring tolerantie		werkspanning (folie)
			>10pF	>10pF	
zwart	0	x 1	20%	± 1 pF	
bruin	1	x 10	± 1%	0,1pF	
rood	2	x 100	± 2%	–	250V
oranje	3	x 100	–	–	
geel	4	x 10.000	–	± 0,2pF	400V
groen	5	–	± 5%	–	
blauw	6	–	–	–	630V
violet	7	–	–	–	
grijs	8	0,01	–	± 0,5pF	
wit	9	0,1	± 10%		

Tabel 3/3.2 -2

Indien de vierde ring ontbreekt, is de kleur van het condensatorlichaam bepalend voor de tolerantie.

Kunststoffolie-condensatoren

kleurringen			capaciteit
1.	2.	3.	
bruin	zwart	oranje	0,01 μF
bruin	groen	oranje	0,015μF
rood	rood	oranje	0,022μF
oranje	oranje	oranje	0,033μF
geel	violet	oranje	0,047μF
blauw	grijs	oranje	0,068μF
bruin	zwart	geel	0,1 μF
bruin	groen	geel	0,15 μF
rood	rood	geel	0,22 μF
oranje	oranje	geel	0,33 μF
geel	violet	geel	0,47 μF
blauw	grijs	groen	0,68 μF
bruin	zwart	groen	1,00 μF
bruin	groen	groen	1,5 μF
rood	rood		2,2 μF

Tabel 3/3.2 -3

Tantaal-elektrolytische condensatoren. Capaciteit in μF

kleur	kop ring	midden ring	punt	voet of lichaam
bruin	1	1	x10	–
rood	2	2	x100	–
oranje	3	3	–	–
geel	4	4	–	6,3V
groen	5	5	–	16 V
blauw	6	6	–	20 V
violet	7	7	–	20 V
grijs	8	8	x0,01	25 V
wit	9	9	x0,1	3 V
zwart	–	0	x1	10 V
rose	–	–	–	35 V

De punt duidt tevens de positieve elektrode aan.

Tabel 3/3.2 -4

3/3.3

Spoelen/Inductie

Spoelen bestaan in de meeste gevallen uit een bepaalde lengte draad, op één of andere wijze op een kunststof lichaam gewikkeld. Ze worden in de elektronica vrij regelmatig in schakelingen toegepast.
Als smoorspoel gebruikt, vormen zij een hoge weerstand voor wisselstroom, terwijl voor gelijkstroom hun weerstand zeer laag is.
Samen met condensatoren worden spoelen gebruikt om afgestemde kringen te vormen te samen met actieve componenten.
Door serie- en parallelschakeling van spoelen en condensatoren kunnen filters worden samengesteld, die bepaalde frequenties onderdrukken of bepaalde frequentiebanden doorlaten.

Wanneer meerdere afzonderlijke wikkelingen op hetzelfde lichaam gewikkeld kunnen worden kunnen deze door middel van inductie signalen worden overgedragen, zonder dat van een galvanische verbinding wordt gebruik gemaakt.

Men onderscheidt twee hoofdsoorten:

- luchtspoelen, gewikkeld op een kunststoflichaam zonder kern.
- spoelen met een kern van magnetiseerbaar materiaal.

Luchtspoelen.
De formule voor berekening van de zelfinductie is afhankelijk van de vorm van de spoel.

Voor cilindervormige spoelen (zie fig. 3/3.3 -1) luidt de formule:

$$L = \frac{d^2 \cdot N^2 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot l + 45 \cdot d} \quad (H)$$

Indien de gewenste inductie bekend is kan het aantal wikkelingen worden berekend met de formule:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot (100 \cdot l + 45 \cdot d)}{d^2 \cdot 10^{-6}}}$$

Hierbij is N = het aantal windingen, L = de zelfinductie in Henry, d = de diameter in cm en l = de lengte in cm.

Bovenstaande formules geven een redelijk nauwkeurige uitkomst zolang de verhouding tussen lengte en diameter van de spoel $\geqq 5:1$ is.
Is deze verhouding omgekeerd, dan is behalve het aantal windingen ook de wikkelhoogte medebepalend voor de zelfinductie. In dat geval zijn de volgende formules te gebruiken:

3.3 Spoelen/Inductie

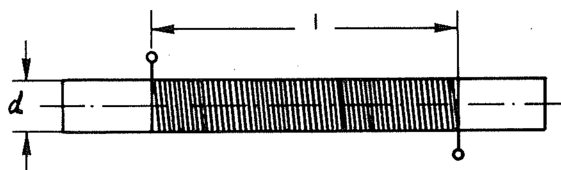
$$L = \frac{N^2 \cdot do^2}{h} \cdot 10^{-8} \text{ (H)}$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot h}{do^2 \cdot 10^{-8}}}$$

Waarbij

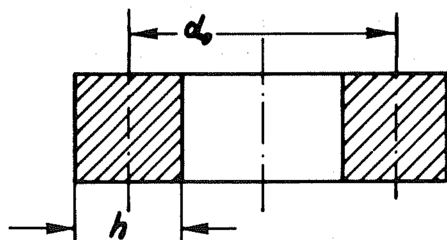
do = de diameter van de spoel in het midden van de wikkelhoogte in cm,

h = wikkelhoogte in cm.



Figuur 3/3.3 -1

Luchtspoel: lengte/diameter <5 : 1



Figuur 3/3.3 - 2

Luchtspoel: lengte/diameter >1 : 1

Bijzondere vormen van spoelen, zoals bijvoorbeeld raamspoelen zijn slechts met complexe formules te berekenen.
Een andere belangrijke parameter van spoelen is de kwaliteitsfactor. Deze parameter geeft de verhouding weer tussen het werkzame en niet-werkzame gedeelte van de weerstand van een spoel.

$$Q = \frac{W \cdot L}{R_v} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R_v}$$

Waarin
R_v = de verliesweerstand (deze is afhankelijk van de ohmse weerstand, oppervlakte : f, wervelstroom f^2, diëlektricum f^3)
f = frequentie (Hz)

Spoelen met kern.
Spoelen met een kern hebben een grotere zelfinductie dan luchtspoelen.
Door de kern beweegbaar te maken zijn zij bovendien regelbaar.
Voor de kern wordt een materiaal gebruikt met een grote permeabiliteit (μr). Veel voorkomend zijn gebonden ijzerpoeder en ferriet, welke veel lagere wervelstroomverliezen hebben dan normaal ijzer.
Ferriet bestaat doorgaans uit een mengsel van ijzeroxide Fe_2O_3 en één of meer oxiden van tweewaardige metalen zoals MnO, ZnO, NiO. Zij hebben een zeer goede permeabiliteit, zeer kleine wervelstroomverliezen en zeer gering remenent magnetisme. Bij kwaliteitsfactoren tot 500 kunnen spoelen met ferrietkernen tot 600 MHz gebruikt worden.

Algemene berekeningsformules:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot N^2}{l}$$

$$L = A_1 \cdot N^2 \text{ (H)}$$

$$L = \frac{\Phi \cdot N}{l} \text{ (H)}$$

3.3 Spoelen/Inductie

waarin
μ_o = de magnetische veldconstante $1{,}257 \cdot 10^6\ V_s/A_m$
μ_r = de permeabiliteit (dimensieloos)
A = de doorsnede van het magnetische veld in m^2
l = de gemiddelde veldlijnlengte
I = de stroom in Ampère
Φ = magnetische flux in Weber (Wb), 1 Wb = V_s
A_1 = spoelconstante in V_s/A

Aantal windingen van spoelen met kern:

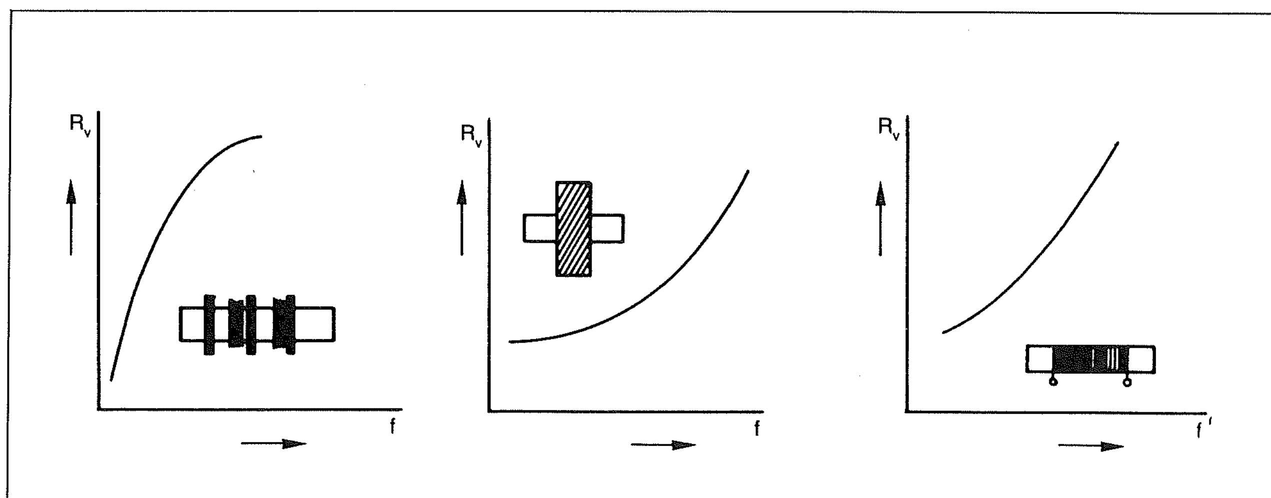
$N = K \cdot L$ (L in mH) $N = d \cdot L$ (L in nH) $N = \sqrt{\frac{L}{A_1}}$ (L in nH)

De kernfactoren K en A_1 kunnen worden gevonden in tabellen voor spoellichamen.

Serie- en parallelschakeling van spoelen.

Serieschakeling $L_{tot} = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots\ldots\ldots\ldots + L_n$

Parallelschakeling $\frac{1}{L_{tot}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots\ldots\ldots + \frac{1}{L_n}$



Figuur 3/3 -3

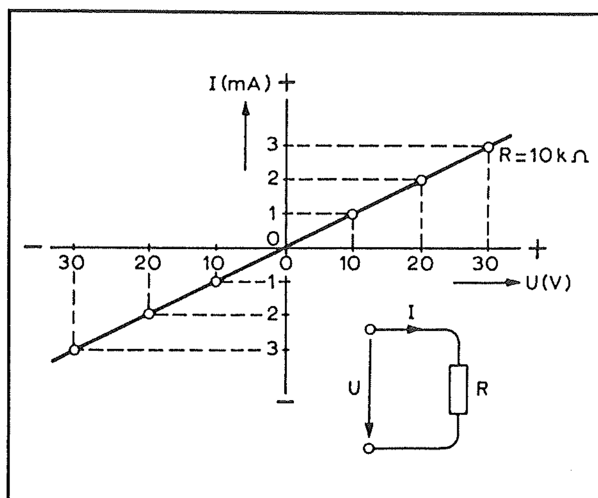
Impedantie Rv van luchtspoelen uitgezet tegen de frequentie.

3/3.4
Niet lineaire weerstanden

3/3.4.1
Inleiding

De "normale" weerstand
Gewone vaste weerstanden, zoals de bekende kool- of metaalfilmweerstanden, zijn lineaire elementen. Dat betekent dat er een lineair verband bestaat tussen de spanning die over de weerstand wordt gezet en de stroom die door de weerstand loopt.

Dit lineaire verband is uitgezet in de grafiek van figuur 3/3.4.1-1.



Figuur 3/3.4.1-1: Het lineaire verband tussen stroom en spanning bij een gewone weerstand.

De kromme, die de relatie tussen spanning en stroom geeft is een rechte lijn. Als de spanning over de weerstand verdubbelt van 10 naar 20 V, dan zal de stroom ook verdubbelen. Het verband tussen stroom en spanning wordt immers gegeven door de wet van Ohm:

I = U/R

Als de factor R constant is, dan bestaat er een constante verhouding tussen I en U.

Niet lineaire weerstanden
Er zijn een aantal soorten weerstanden ontwikkeld, waarbij het verband tussen stroom en spanning niet lineair is. Deze niet lineariteit wordt veroorzaakt door het feit dat de weerstand geen constante waarde heeft, maar afhankelijk is van bepaalde externe factoren.
De drie voornaamste soorten zijn:
- De VDR, Voltage Dependant Resistor, waarbij de weerstand kleiner wordt naarmate de spanning over het onderdeel stijgt. Het gevolg is dat de stroom meer dan lineair toeneemt met stijgende spanning over het onderdeel.
- De NTC, weerstand met Negatieve Temperatuurs Coëfficiënt, waarbij de weerstand daalt als de temperatuur van het onderdeel stijgt. Omdat de temperatuur van een weerstand uiteraard ook afhankelijk is van het gedissipeerde ver-

mogen, dus van de stroom en de spanning, is het rechtstreekse gevolg dat het verband tussen I en U niet lineair is.

- De PTC, weerstand met Positieve Temperatuurs Coëfficiënt, waarbij de weerstand stijgt als het onderdeel warmer wordt. Om dezelfde reden als bij de NTC veroorzaakt dit verschijnsel een niet lineair verband tussen spanning en stroom.

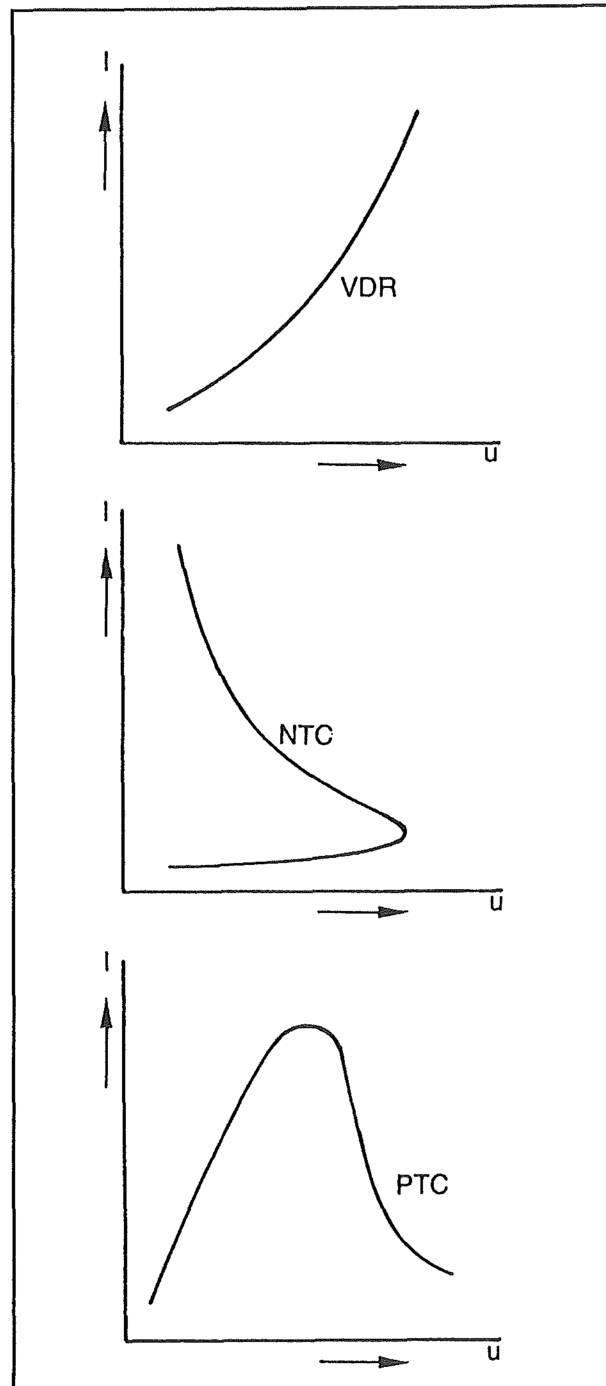
De niet lineaire karakteristieken

De typische niet lineaire karakteristieken van deze drie onderdelen zijn samengevat in figuur 3/3.4.1-2.

De vreemdsoortige karakteristieken van NTC en PTC zijn een gevolg van een aantal niet lineariteiten die zich opstapelen. Doordat stroom en spanning zich niet lineair verhouden, bestaat er ook geen lineair verband tussen deze grootheden en het in de weerstand gedissipeerd vermogen. Bovendien is het verband tussen gedissipeerd vermogen en temperatuur van het onderdeel ook niet lineair. De cirkel wordt gesloten doordat het verband tussen temperatuur en weerstand ook niet lineair is.

De LDR en de MDR

Naast de drie genoemde speciale weerstanden bestaan er nog twee andere soorten, die men ook bij de niet lineaire weerstanden rekent. In feite is dit niet terecht, want als de weerstand van deze onderdelen constant wordt gehouden, dan gedragen zij zich als een normale weerstand, dus met een lineair verband tussen spanning en stroom. Maar omdat in alle naslagwerken en encyclopedieën de LDR en de MDR als niet lineaire weerstand worden beschouwd worden zij toch in dit hoofdstuk besproken.



Figuur 3/3.4.1-2: De niet lineaire karakteristieken van een VDR, een NTC en een PTC.

- De LDR, Light Dependant Resistor, heeft een weerstand die daalt als het onderdeel belicht wordt.

- De MDR, Magneto Dependant Resistor, heeft een weerstand die afhankelijk is van de magnetische flux die op het onderdeel invalt.

3/3.4.2 LDR-weerstanden

Fabricage
Lichtgevoelige weerstanden kunnen uit diverse materialen gemaakt worden.
In de meeste gevallen wordt gebruik gemaakt van gesinterd cadmium-selenide of cadmiun-sulfide, waarbij de voorkeur wordt gegeven aan laatstgenoemde verbinding omdat deze zijn maximale gevoeligheid heeft voor de kleur waarbij ook het menselijke oog zijn maximale gevoeligheid heeft.
Daarnaast worden echter ook bepaalde halfgeleiders gebruikt, zoals germanium, silicium, gallium-arsenide en indium-antimoon.

De lichtgevoeligheid
De lichtgevoeligheid kan worden verklaard doordat er, in de genoemde materialen, vrij veel beweeglijke ladingsdragers, gaten en elektronen, aanwezig zijn.
De beweeglijkheid kan stijgen als de ladingsdragers energie absorberen van elektromagnetische straling die op het materiaal invalt.
Voor het genereren van een "koppel", een gat/elektron-combinatie, moet er echter wel een minimale energie noodzakelijk zijn. Deze minimale energie hangt af van het materiaal.
De energie die elektromagnetische straling kan afstaan is onder meer afhankelijk van de frequentie. Deze energie wordt uitgedrukt in elektronvolt, eV. Vandaar dat LDR's niet voor alle soorten licht even gevoelig zijn.

In figuur 3/3.4.2-1 is getekend wat er in een LDR gebeurt als het onderdeel op een spanningsbron U wordt aangesloten.

Als de LDR niet belicht wordt (links), dan zal er toch een zeer kleine stroom door de keten vloeien. De weerstand van de onbelichte LDR is dus zeer hoog. Deze stroom is het gevolg van spontane verplaatsing van ladingsdragers, onder meer als gevolg van thermische agitatie in het materiaal.

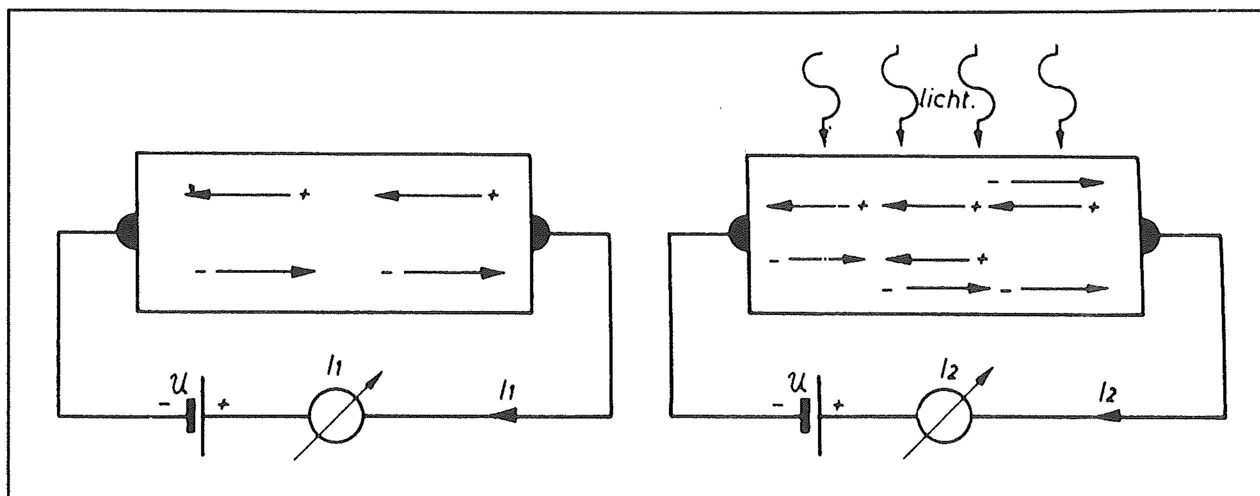
Als de LDR belicht wordt (rechts) neemt het aantal vrije ladingsdragers in het materiaal sterk toe.
De gaten emigreren naar de negatieve pool van de spanningsbron om een elektron op te nemen. De elektronen gaan naar de positieve pool van de spanningsbron om zich te koppelen aan een positief ion. Als gevolg van deze activiteit gaat er een grote stroom door de keten vloeien, het beste bewijs dat de weerstand van de LDR kleiner is geworden.

Spectrale gevoeligheid van LDR's
Zoals reeds gezegd hangt de gevoeligheid van LDR's onder meer af van het materiaal waaruit het onderdeel is opgebouwd en van de golflengte van het licht.

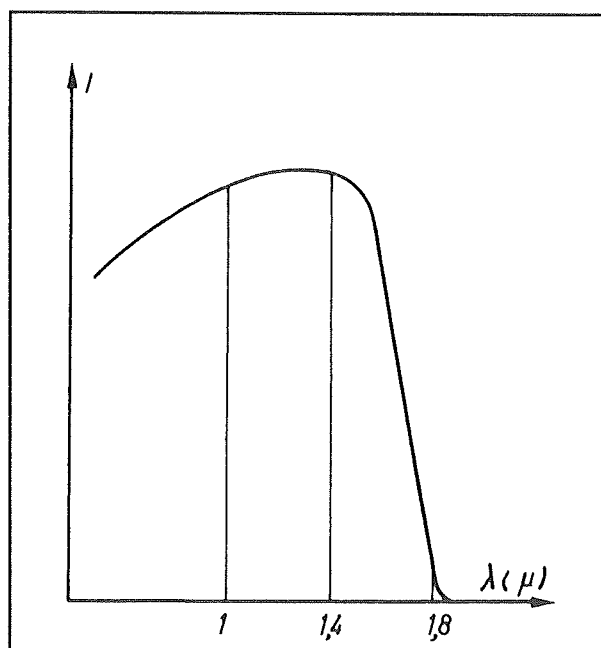
In figuur 3/3.4.2-2 is de gevoeligheidskromme getekend van een germanium-LDR. Het maximum ligt bij lichtstraling met een golflengte van 1,5 nm.

Uit de tabel van figuur 3/3.4.2-3 kan de maximale spectrale gevoeligheid en de minimale energie afgeleid worden voor verschillende basismaterialen.

3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.2-1: De werking van een LDR fysisch verklaard.



Figuur 3/3.4.2-2: De spectrale gevoeligheid van germanium-LDR's.

	A_{min} (eV)	λ_{max}
Ge	0,7	1,8
Si	1,1	1
InSb	0,23	6
GaAs	1,35	·0,85

Figuur 3/3.4.2-3: Overzicht van de maximale gevoeligheid en minimale energie voor verschillende materialen.

Weerstand in functie van verlichtingssterkte
De weerstand van een LDR wordt gegeven door de uitdrukking:

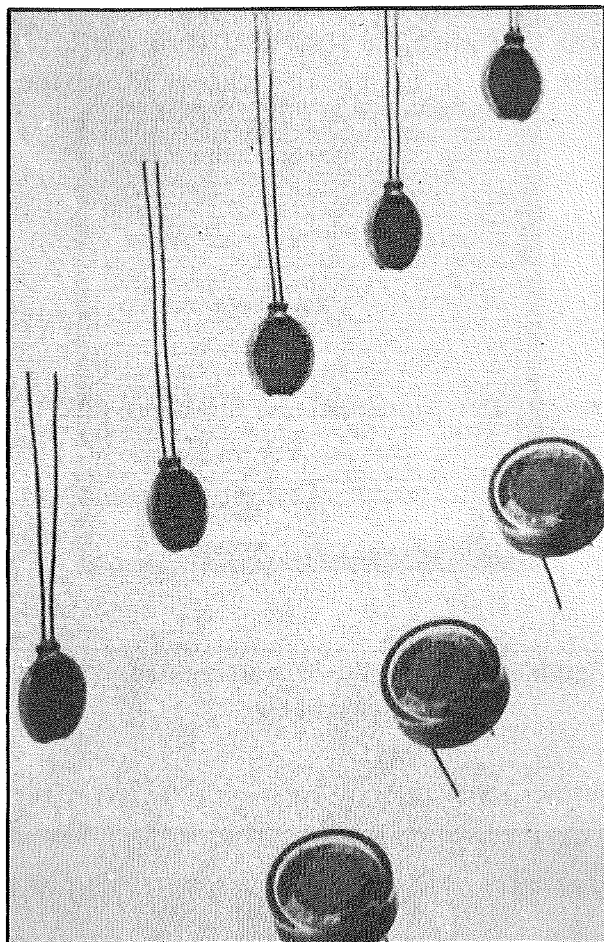
$$R = A \cdot E^{-\alpha}$$

waarbij:
- R de weerstand is in Ω;
- E de verlichtingssterkte is in lux;
- A en α constanten zijn van het materiaal.

LDR's in de doe-het-zelf praktijk
Doe-het-zelvers zullen in de praktijk alleen maar met LDR's uit cadmium-sulfide te maken krijgen.

In figuur 3/3.4.2-4 zijn twee uitvoeringen van deze onderdelen gegeven.

Een kort overzicht van de specificaties van deze onderdelen:
- donkerweerstand: ongeveer 100 MΩ
- weerstand bij 1000 lux: 300 à 75 Ω
- hersteltijd: 200 kΩ/s



Figuur 3/3.4.2-4: Praktische uitvoeringen van cadmium-sulfide LDR's.

- maximale spanning: 150 V
- paracitaire capaciteit: 6 pF

3/3.4.3 MDR-weerstanden

Principe

De werking van deze onderdelen berust op het Gauss-effect. Als men een stroomvoerende geleider loodrecht in een magnetisch veld brengt, dan zal dit veld proberen de ladingsdragers te laten afwijken van hun baan door de geleider. Daardoor ontstaat een verschuiving van het stroompad door de geleider, waardoor de geleidende doorsnede kleiner wordt en de weerstand toeneemt.

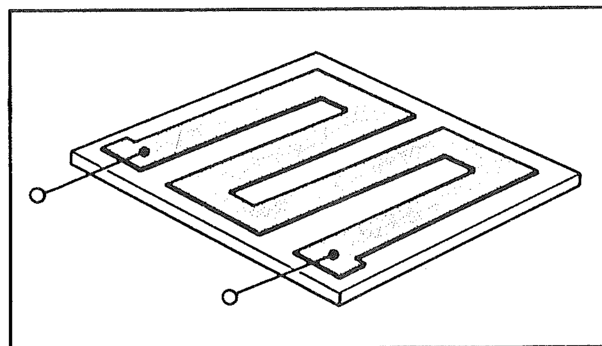
Natuurlijk zal dit fysische effect niet bij alle materialen even sterk optreden. Zuivere metalen hebben er niet erg veel last van. Men is er echter in geslaagd verbindingen te ontwikkelen die maximaal door het Gauss-effect getroffen worden. Een heel bruikbare grondstof is InSb/NiSb, indiumantimonide/nikkelantimonide, een halfgeleidend materiaal.

MDR's van Siemens

Siemens maakt bij de productie van haar MDR's gebruik van het genoemde materiaal dat onder de vorm van een meander op een ceramisch substraat wordt aangebracht. Deze basisvorm is getekend in figuur 3/3.4.3-1.

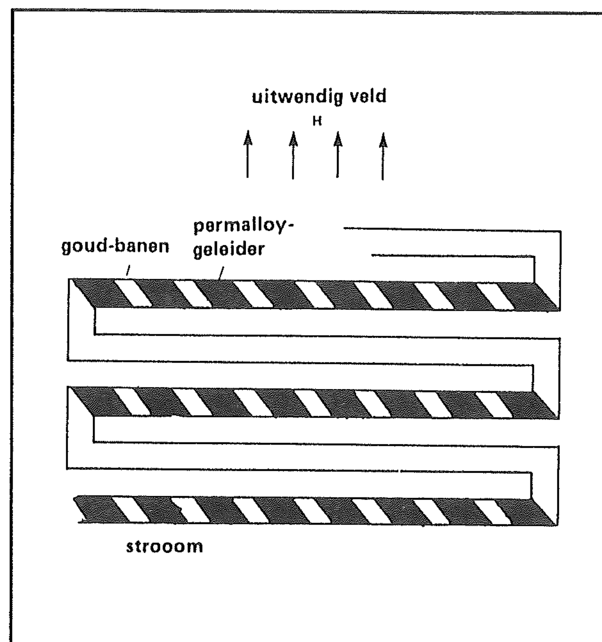
MDR's van Philips

Philips maakt gebruik van permalloy (een legering van ijzer en nikkel) dat op een siliciumsubstraat wordt aangebracht.
Zoals uit figuur 3/3.4.3-2 blijkt worden er echter goudbanen tussen de permalloystroken aangebracht.

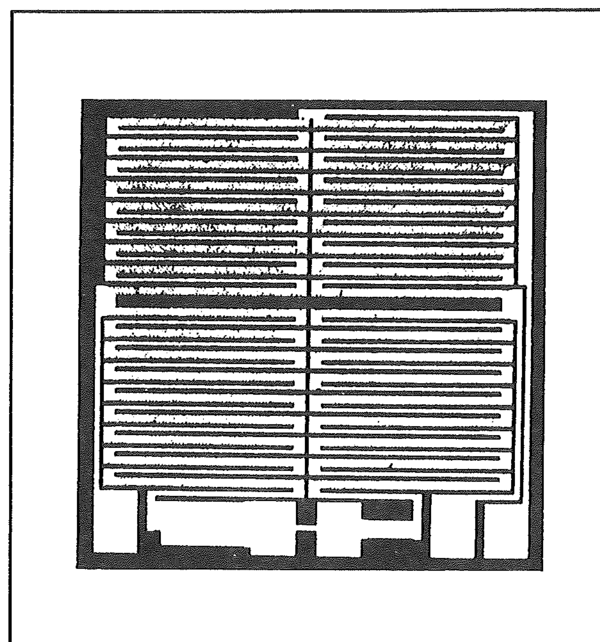


Figuur 3/3.4.3-1: Constructie van een MDR van Siemens.

3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.3-2: Samenstelling van een MDR van Philips.



Figuur 3/3.4.3-3: De Wheatstone-configuratie van Philips.

Omdat goud veel minder last heeft van het Gauss-effect dan permalloy wordt de stroomrichting nog meer afgebogen. De stroom loopt als het ware zigzag door de geleider.

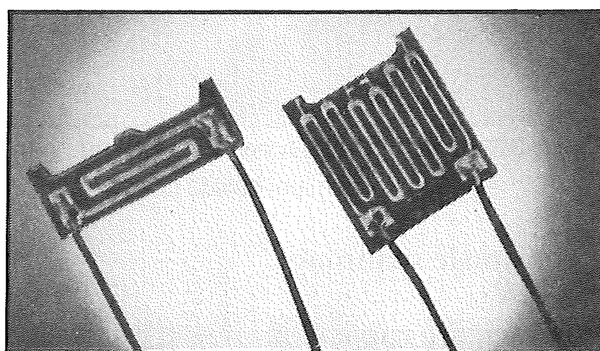
Linearisering van de werking

Philips brengt MDR's op de markt, waarin vier identieke weerstanden op één substraat zijn opgenomen en geschakeld als brug van Wheatstone, zie figuur 3/3.4.3-3.

Hierdoor wordt niet alleen een grotere gevoeligheid bereikt, maar wordt de MDR ook minder gevoelig voor invloeden van de omgevingstemperatuur en verloopt de karakteristiek meer lineair.

MDR's in de doe-het-zelf praktijk

In de praktijk zal de doe-het-zelver het meest te maken krijgen met de MDR's van Siemens. In figuur 3/3.4.3-4 zijn twee praktische uitvoeringen getekend.



Figuur 3/3.4.3-4: Praktische uitvoeringen van MDR's van Siemens.

Deze elementen zijn slechts enige millimeter groot en dus ideaal voor inbouw in allerlei toepassingen.
De bovenste MDR heeft als typenummer FP17-D500E en heeft een basisweerstand van 500 Ω.
De maximale weerstandsvariatie bedraagt een factor 15, de maximaal toelaatbare spanning over het onderdeel is 100 V.

3/3.4.4
NTC-weerstanden

Fabricage

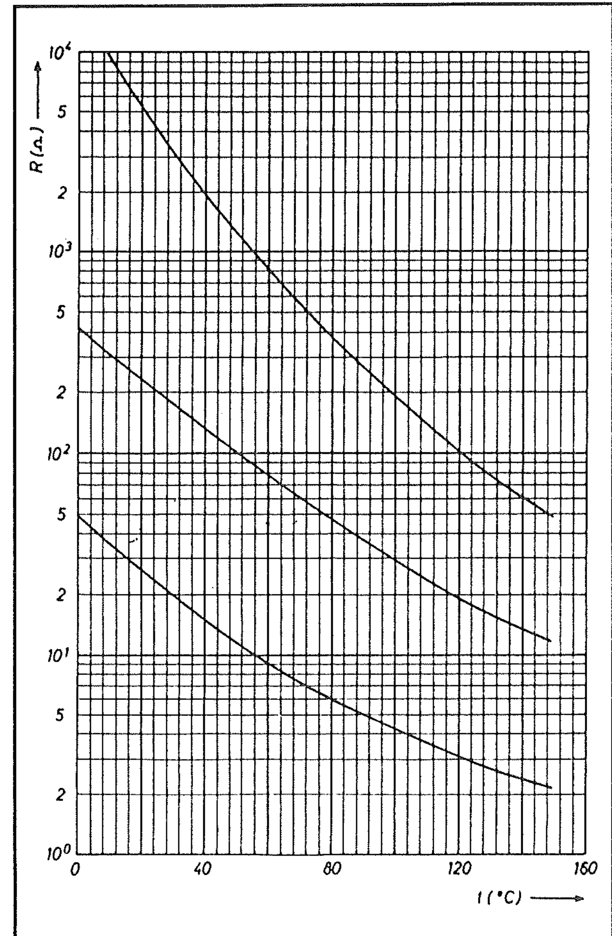
Als grondstof voor de fabricage van NTC-weerstanden wordt gebruik gemaakt van oxyden uit de "ijzergroep", met name ijzer, chroom, kobalt, mangaan en nikkel. Hoewel deze stoffen op zich een onbruikbaar hoge soortelijke weerstand hebben wordt door menging met goede geleiders als lithium en titanium een bruikbare grondstof verkregen. Aan de poedervormige oxydes worden bindmiddelen toegevoegd, het mengsel wordt door middel van ceramische technieken omgezet tot schijfjes of staafjes.
De elektrische aansluitingen worden verkregen door opdampen van metalen vlakken.

Weerstandsverloop van NTC's

NTC's, die soms ook thermistoren worden genoemd, hebben een grote negatieve temperatuurcoëfficiënt. De weerstandswaarde daalt flink als het onderdeel verhit wordt. Uit de grafiek in figuur 3/3.4.4-1, die het verband geeft tussen temperatuur en weerstandsverloop, blijkt bovendien dat het verband niet lineair is. De relatie tussen weerstand en temperatuur verloopt exponentieel volgens de formule:

$$R_t = R_n \cdot e^{B(1/T - 1/Tn)}$$

waarbij:
- R_t de weerstand van de NTC is bij de temperatuur t;
- R_n de weerstand van de NTC is bij een bepaalde standaardtemperatuur, meestal 25 °C;



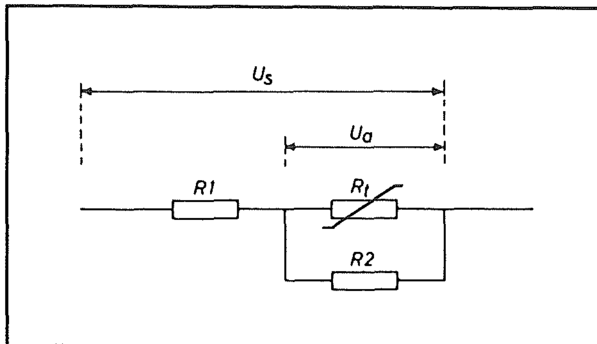
Figuur 3/3.4.4-1: Weerstandsverloop van enige NTC's in functie van de temperatuur.

- B een constante is die in eerste instantie wordt bepaald door de afmetingen en de vorm van de NTC;
- T de omgevingstemperatuur, uitgedrukt in graden Kelvin is;
- e gelijk is aan 2,718.

Lineariseren van de karakteristiek

NTC's worden in de praktijk vaak gebruikt voor het meten van temperaturen. Als de uitlezing digitaal gebeurt moet er echter een lineair verband bestaan tussen de temperatuur en de weerstandsvariatie.

3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.4-2: Lineariseringsschakeling voor een NTC.

Vandaar dat het noodzakelijk is de NTC te lineariseren. Gezegd moet worden dat dit niet over het volledige bruikbare temperatuurbereik kan. Een gebied van 50 tot 100 graden is het maximum, afhankelijk van de lineariteitsgrenzen die men stelt!
In de praktijk zal men steeds een klein gebied moeten kiezen en het verband tussen weerstand en temperatuur rond dit gebied lineariseren.

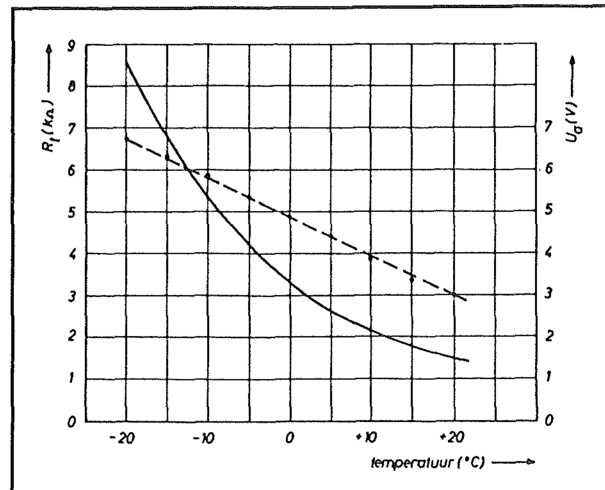
In figuur 3/3.4.4-2 is de standaard manier gegeven. De NTC wordt opgenomen in een serie/parallel schakeling $R_1/R_t/R_2$.

De verhouding tussen de spanning U_S over de totale kring en de spanning U_a over de NTC wordt gegeven door de formule:

$$U_a = U_s/(R_1(1/R_t + 1/R_2) + 1)$$

Hierbij is:
- R_t de weerstand van de NTC in het midden van het te lineariseren bereik;
- R_1 de serieweerstand waarvan de waarde gelijk is aan R_t;
- R_2 de parallelweerstand, waarvan de waarde gelijk is aan 10 x R_t.

In figuur 3/3.4.4-3 is het effect van zo'n linearisering getekend.



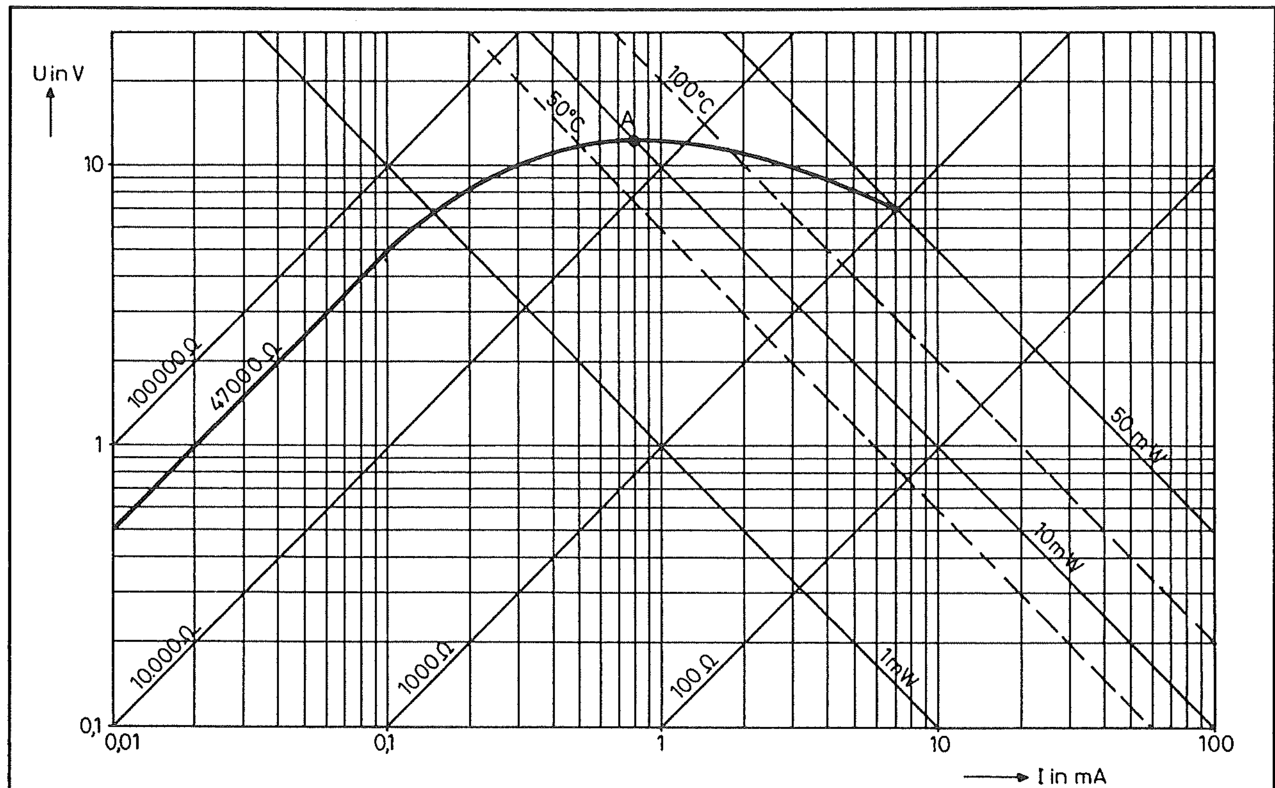
Figuur 3/3.4.4-3: Het effect van de linearisering op het weerstandsverloop van een NTC.

De volle grafiek geeft het normale weerstandsverloop van een NTC, de gestippelde grafiek hetzelfde verloop na linearisering.

De dissipatiefactor
Met de dissipatiefactor wordt het gedissipeerde vermogen bedoeld dat nodig is om de NTC één graad in temperatuur te laten stijgen.
Deze grootheid bepaalt dus in feite de gevoeligheid van het onderdeel. Deze grootheid kan afgelezen worden uit de zogenaamde dissipatiegrafiek. Een voorbeeld van dergelijke grafiek is getekend in figuur 3/3.4.4-4.

Op punt A bedraagt de temperatuur 65 °C en is het gedissipeerde vermogen gelijk aan 10 mW.
Uitgaande van de standaardtemperatuur van 25 °C kan men stellen dat er 10 mW nodig is om een temperatuursstijging van 45 graden te krijgen.
Waaruit volgt dat de dissipatiefactor gelijk is aan 0,25 mW.

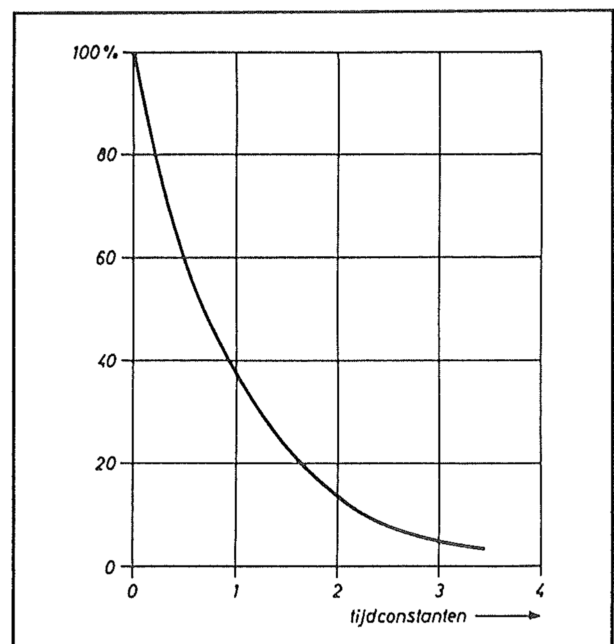
3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.4-4: De dissipatiegrafiek van een NTC.

De thermische tijdconstante

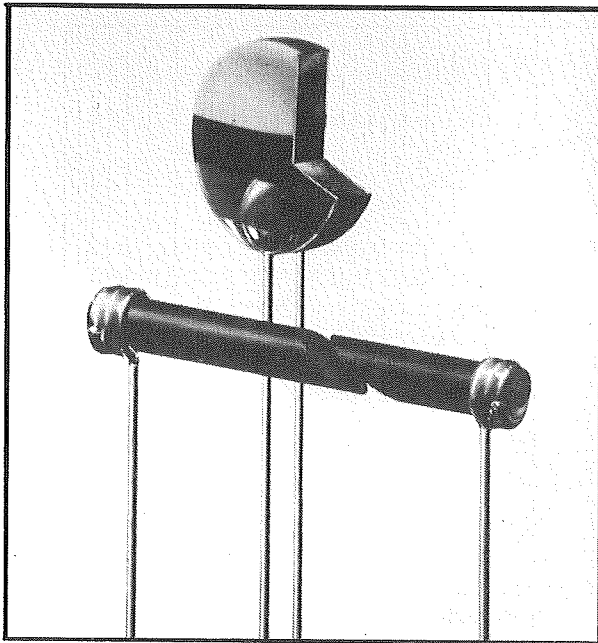
Bij een plotselinge variatie van de buitentemperatuur duurt het een bepaalde tijd alvorens de NTC zich op de nieuwe omstandigheid gestabiliseerd heeft. Om dit verschijnsel te definiëren heeft men het begrip "thermische tijdconstante" ingevoerd. Deze grootheid geeft de tijdsduur aan waarin het temperatuursverschil tussen omgeving en NTC nog 38 % bedraagt. In figuur 3/3.4.4-5 is het verband gegeven tussen de procentuele benadering van de NTC-temperatuur ten opzichte van de omgevingstemperatuur en het aantal thermische tijdconstanten dat dit proces in beslag neemt.



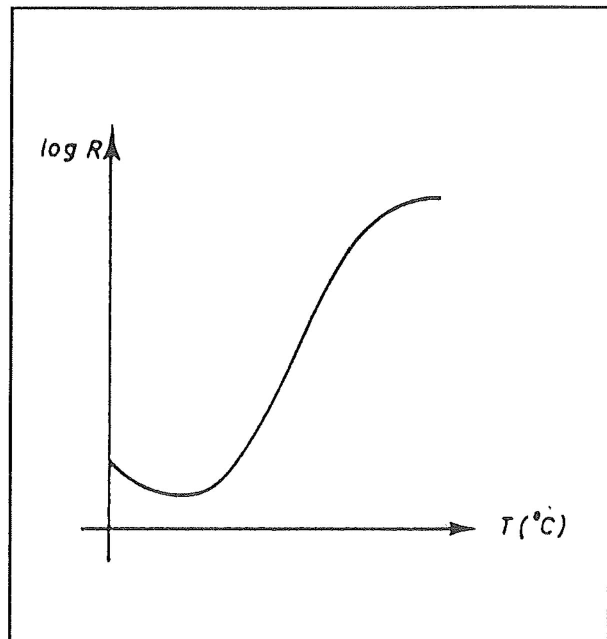
Figuur 3/3.4.4-5: Het begrip thermische tijdconstante grafisch toegelicht.

NTC's in de doe-het-zelf praktijk

"Normale" NTC-weerstanden worden in schijf- en in staafvorm aangeboden. In figuur 3/3.4.4-6 is zo'n type voorgesteld.



Figuur 3/3.4.4-6: NTC's in de praktijk.



Figuur 3/3.4.5-1: Grafische weergave van de verhouding tussen temperatuur en weerstand, waarbij de weerstandswaarden zijn uitgedrukt op een logaritmische as.

De schijfvormige NTC's hebben een maximale dissipatie van 1 W bij een maximale bedrijfstemperatuur van 120 °C. De dissipatiefactor bedraagt 10 mV/°C, de thermische tijdconstante 60 s. Zij worden gefabriceerd met waarden tussen de 2,2 Ω en 60 kΩ bij 25 °C.

Staafvormige NTC's zijn leverbaar met dissipaties van 0,6, 1,5 en 2,3 W. De maximale werktemperatuur bedraagt 150 °C. Leverbare waarden zitten tussen de 4,7 Ω en de 150 kΩ.

3/3.4.5 PTC-weerstanden

Bariumtitanaat PTC

De klassieke, in de huis-, tuin- en keukenelektronica toegepaste PTC wordt gemaakt met als basis bariumtitanaat.

Het onderdeel heeft een soort "weerstandssprong".
Dat wil zeggen dat bij een bepaalde temperatuur de weerstand zeer snel wel een factor 1000 zal toenemen! Buiten dit gebied verloopt de karakteristiek vrij vlak.

De weerstand in functie van temperatuur curve is getekend in figuur 3/3.4.5-1.
Uit deze figuur blijkt in eerste instantie niets van de sterke weerstandsstijging. Als men er echter rekening mee houdt dat de schaalverdeling van de weerstandsas logaritmisch is, wordt alles echter duidelijk!

Deze weerstandssprong, ook PTC-effect genoemd, is het gevolg van een tamelijk ingewikkeld fysisch proces. Het komt er op neer dat bij een bepaalde temperatuur zuurstof die tijdens het sinteren werd op-

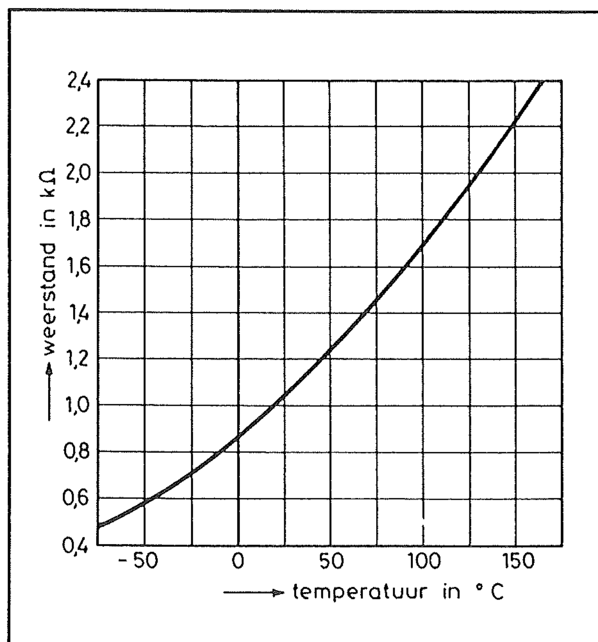
3.4 Niet lineaire weerstanden

gesloten wordt geabsorbeerd aan het oppervlak van de kristalkorrels. Daardoor neemt de weerstand van het materiaal sterk toe.

Silicium PTC's

Het sprongachtige verloop van de weerstand van een normale PTC boven een bepaalde temperatuur wordt gebruikt om schakelingen te beveiligen tegen te hoge temperaturen. Toch zijn er ook toepassingen denkbaar waarbij een lineair verloop tussen temperatuur en weerstandswaarde op prijs wordt gesteld.

Voor dit doel heeft men silicium PTC's ontwikkeld. Deze onderdelen worden gefabriceerd uit kristallijn silicium dat verontreinigd werd met een bepaalde stof om de gewenste temperatuurseigenschappen te verkrijgen.
In figuur 3/3.4.5-2 is de temperatuur/weerstand grafiek van een dergelijke PTC getekend.



Figuur 3/3.4.5-2: De karakteristiek van een silicium PTC.

Silicium PTC's worden geleverd vor werktemperaturen tussen de -8 en de +200 °C. Nadeel van deze onderdelen is hun grote tolerantie: toleranties van +/-20 % zijn geen uitzondering, terwijl bariumtitanaat PTC's met toleranties van 0,5 % gefabriceerd kunnen worden.

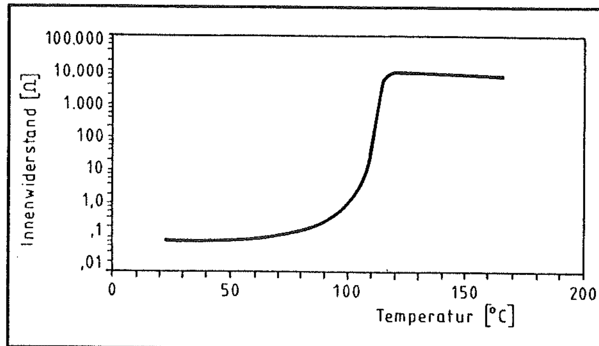
Poly-PTC's

Het PTC-effect van bariumtitanaat PTC's kan, zoals reeds gezegd, uitstekend gebruikt worden in allerlei soorten temperatuursbeveiligingen. Het schokeffect in het weerstandsverloop kon echter aanzienlijk verbeterd worden door het ontwikkelen van de zogenaamde "poly-PTC's".
Zoals uit de grafiek van figuur 3/3.4.5-3 blijkt verloopt de overgang van lage naar hoge weerstand bij deze onderdelen bijna vierkantvormig. Onder een kritische temperatuur is de weerstand vrij constant en vrij laag. Boven deze temperatuur neemt de weerstandswaarde met een factor 100.000 toe en blijft nadien, bij stijging van de temperatuur, vrij constant.
Deze PTC's worden gefabriceerd uit een homogene massa, die is samengesteld uit koolstof en een bepaald polymeer. Onder de kritische temperatuur zijn de polymeerdeeltjes klein. De koolstofdeeltjes liggen bijgevolg tegen elkaar aan en de soortelijke weerstand van het materiaal is laag. Boven de kritische temperatuur gaan de polymeerdeeltjes opzwellen. Daardoor worden de koolstofdeeltjes uit elkaar geperst, zodat de soortelijke weerstand van het materiaal zeer sterk stijgt.

De PTC in de doe-het-zelf praktijk

De doe-het-zelver zal voornamelijk met de traditionele bariumtitanaat PTC's geconfronteerd worden. Deze worden aangeboden onder de vorm van schijfvormige onderdelen met een diameter van 7,5 mm.

3.4 Niet lineaire weerstanden

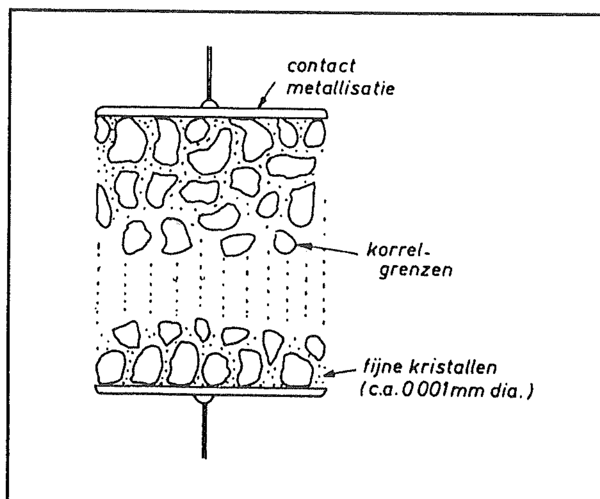


Figuur 3/3.4.5-3: Karakteristiek van de poly-PTC

R_{25}	R_{125} (kΩ)	R_{150} (kΩ)	V_{max}	Kleur
60	3 – 15		25	rood
50	100 – 500		25	oranje
50	50 – 500		25	geel
50		100 – 200	25	groen

Figuur 3/3.4.5-4: De specificaties van een aantal bariumtitanaat PTC's.

Het maximale vermogen dat deze onderdelen kunnen dissiperen bedraagt 0,5 W, de dissipatiefactor is gelijk aan 6 mW/°C. In de tabel van figuur 3/3.4.5-4 zijn de specificaties van enkele types samengevat.



Figuur 3/3.4.6-1: Doorsnede door een VDR.

De schijfjes worden gekarakteriseerd door één kleur, in de tabel zijn de weerstanden bij 25, 125 en 150 °C opgenomen. Daarnaast bestaan er ook PTC's met 10 mm diameter. Deze hebben een maximale spanning van 50 V, een omslagtemperatuur van rond de 100 °C en een weerstandsverhouding van 1/20 tot 1/400.

3/3.4.6
VDR-weerstanden

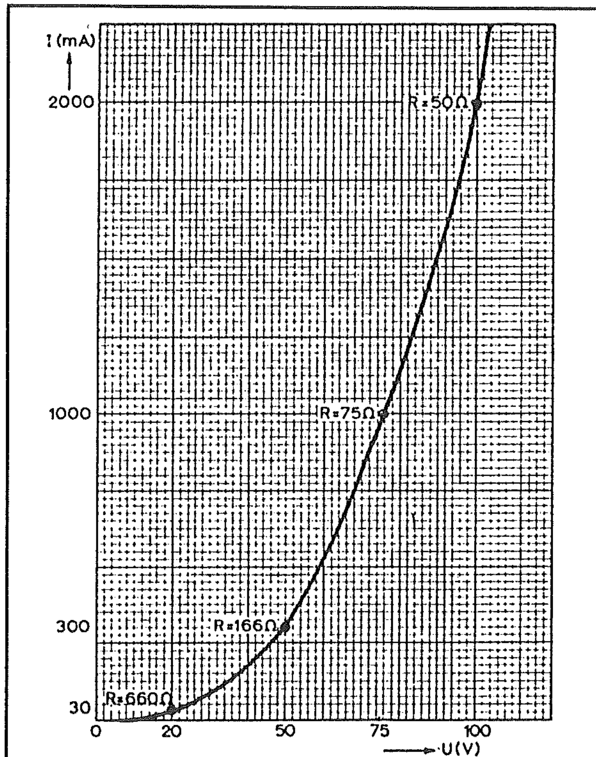
Fabricage

VDR's, ook wel Varistoren genoemd, worden gemaakt met een metaaloxydepoeder als basis. Kandidaten zijn zinkoxyde, titaanoxyde of siliciumcarbide. Dit poeder wordt gesinterd en geperst tussen twee elektroden.
De doorsnede van een VDR is getekend in figuur 3/3.4.6-1.
Het niet lineaire verband tussen stroom en spanning kan als volgt verklaard worden. De soortelijke weerstand van het oxyde is zeer laag. Tussen de grenzen van de korrels zit echter het bindmiddel en dit heeft een grote soortelijke weerstand.
De doorslagspanning tussen twee korrels is echter vrij laag, namelijk ongeveer 3 V. Als de spanning over de VDR stijgt zullen steeds meer korrelgrenzen doorslaan. Een doorgeslagen grens betekent echter een plaatselijke verlaging van de soortelijke weerstand van het materiaal.
Daardoor gaat de weerstand van de VDR dalen.

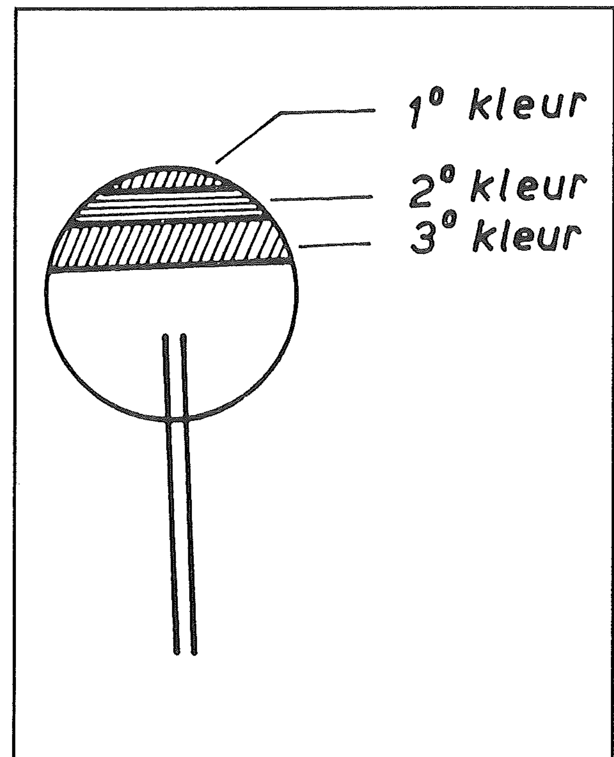
De stroom-spanning karakteristiek

Het verband tussen de stroom door en de spanning over een VDR is getekend in figuur 3/3.4.6-2.

3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.6-2: Het typische verloop van de I/U-karakteristiek van een VDR.



Figuur 3/3.4.6-5: De kleurencodering van VDR-weerstanden bestaat uit drie kleurenbanden.

Deze karakteristiek wordt geregeerd door de uitdrukking:

$$U = C \, . \, I^{\beta}$$

waarin:
- U de spanning is over de VDR;
- I de stroom is door de VDR;
- C de spanning over de VDR is als er een stroom van 1 A doorheen loopt, dit noemt men de genormaliseerde spanning;
- β een materiaalconstante is.

De waarden van C en van β
De waarden van C en van β kunnen worden afgeleid uit de uitgebreide stroom/spanning karakteristiek die getekend is in figuur 3/3.4.6-3 (zie blz. 14).

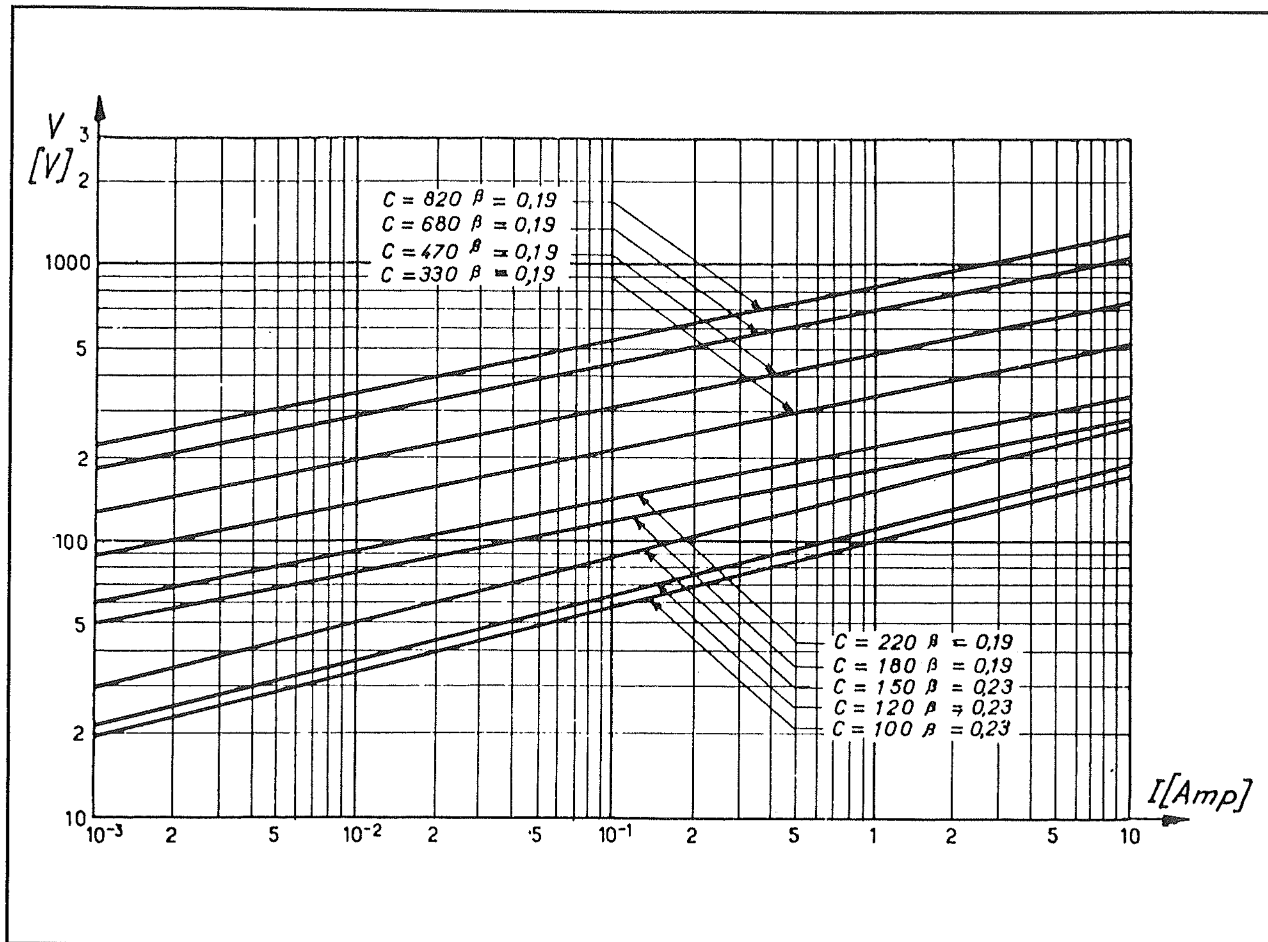
De VDR in de doe-het-zelf praktijk
Doe-het-zelvers zullen in de praktijk voornamelijk te maken krijgen met schijfvormige VDR's.

Deze worden bijvoorbeeld vaak toegepast in TV-apparaten, voornamelijk in beveiligingsschakelingen.

Deze worden voorgesteld in figuur 3/3.4.6-4 (zie blz. 15).

Er bestaan diverse reeksen:
- een reeks met een diameter van ongeveer 14,5 mm:
  deze reeks kan 0,8 W dissiperen en bevat 12 weerstandswaarden met C-waarden tussen 18 en 900 en β-waarden tussen 0,14 en 0,40;

3.4 Niet lineaire weerstanden



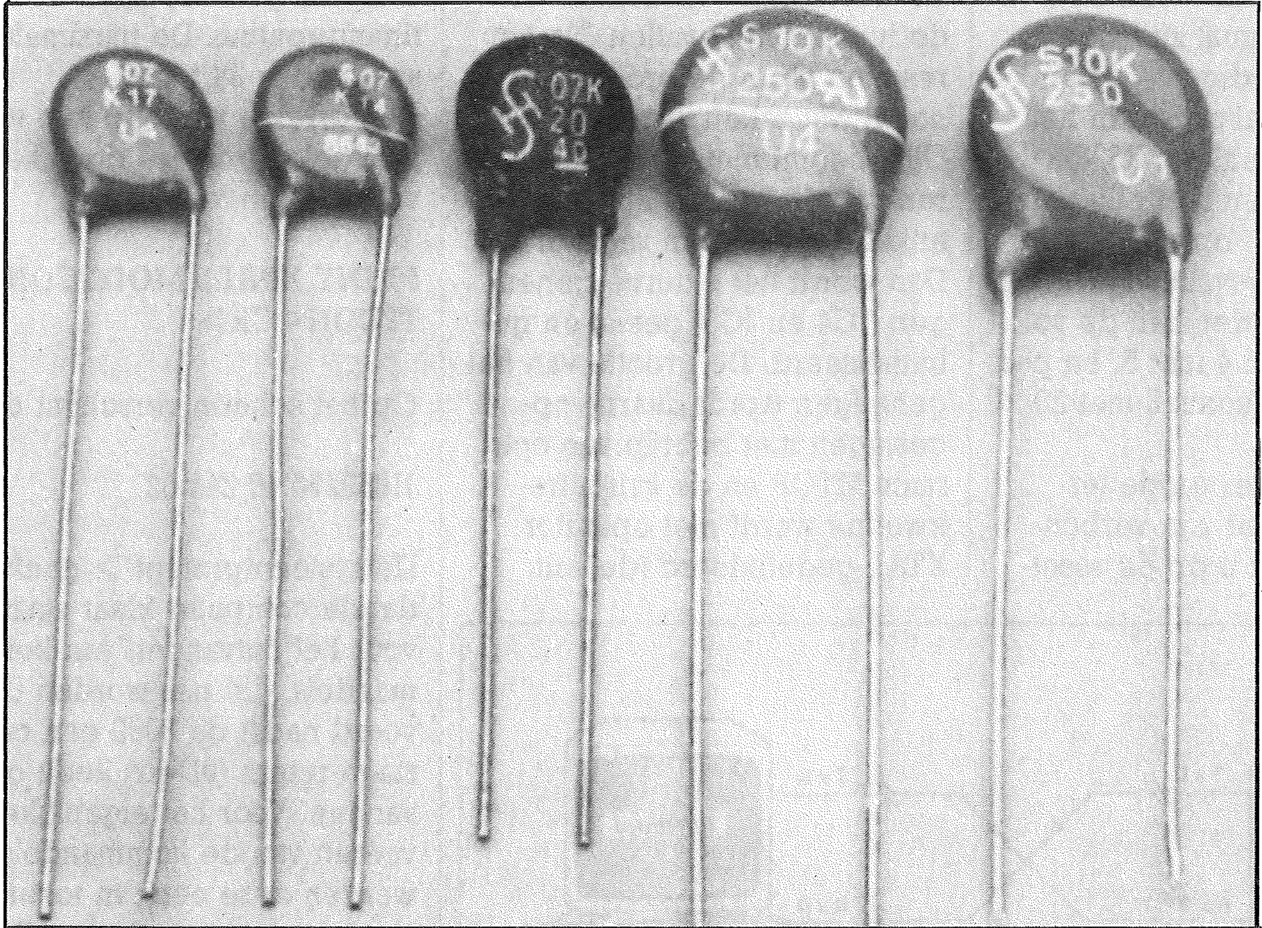
Figuur 3/3.4.6-3: De uitgebreide I/U-karakteristiek waarin het verloop van de twee materiaalfactoren is ingetekend.

- een reeks met een diameter van ongeveer 20 mm:
  deze reeks kan 1 W dissiperen en bevat 13 weerstandswaarden met C-waarden tussen 14 en 1100 en β-waarden tussen 0,14 en 0,40;
- een reeks met een diameter van ongeveer 27,5 mm:
  deze reeks kan 2 W dissiperen en bevat 12 weerstandswaarden met C-waarden tussen 18 en 810 en β-waarden tussen 0,14 en 0,40;
- een reeks met een diameter van ongeveer 42,5 mm:
  deze reeks kan 3 W dissiperen en bevat 13 weerstandswaarden met C-waarden tussen 14 en 980 en β-waarden tussen 0,14 en 0,40.

Codering van VDR's

VDR's worden gecodeerd door drie kleurenbanden, die volgens figuur 3/3.4.6-5 op het lichaam worden aangebracht.
De kleurenbanden worden afgelezen van buiten naar binnen toe. De weerstanden met een tolerantie van 10 % worden voorzien van een zilveren top.
De gebruikte kleuren stemmen overeen met de laatste cijfers van het typenummer. De kleurencode geeft dus geen informatie over de elektrische eigenschappen van de VDR-weerstand!

3.4 Niet lineaire weerstanden



Figuur 3/3.4.6-4: Schijfvormige VDR's worden in de dagelijkse praktijk het meest gebruikt.

3.4 Niet lineaire weerstanden

3/3.5

NTC weerstanden

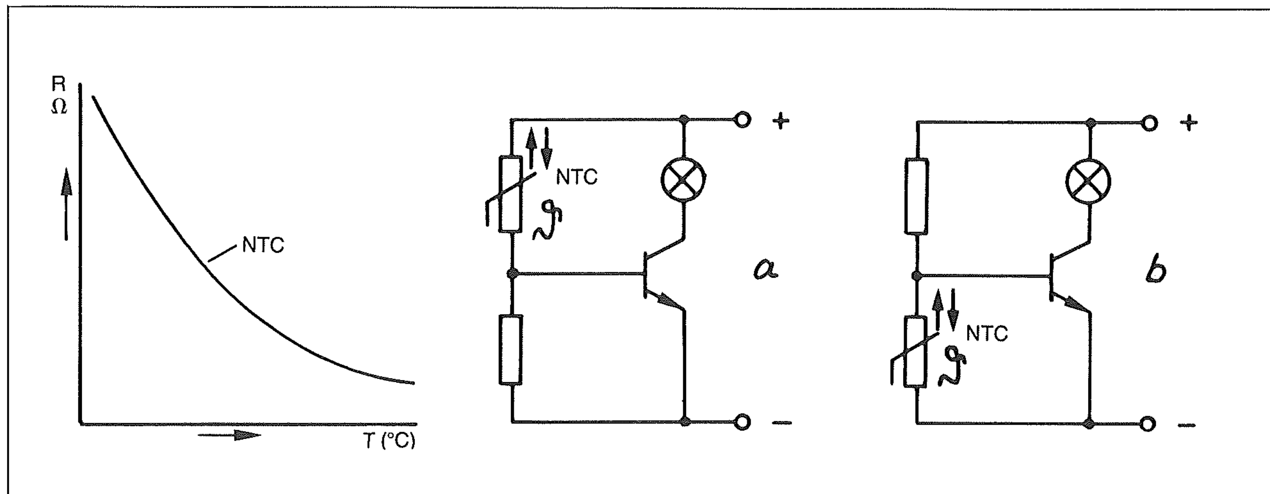
NTC is de afkorting van negatieve temperatuurscoëfficient.
De weerstand daalt bij stijgende temperatuur. NTC's kunnen worden gebruikt als sensoren voor elektronische thermometers. Ook worden zij veel toegepast als temperatuur compensatie element in halfgeleiderschakelingen.
NTC's zijn in diverse uitvoeringen verkrijgbaar, al naar gelang de toepassing. De fabrikant geeft bij elke NTC doorgaans op wat de weerstandswaarde is bij + 25 °C en een constante N, met het temperatuurbereik waarvoor deze constante geldt.

De weerstandswaarde bij een bepaalde temperatuur kan worden berekend met de formule

$$\frac{R_{298}}{R_T} = {}_eN \cdot (\frac{1}{298} - \frac{1}{T})$$

waarbij R_{298} de gespecificeerde weerstand is bij 25 °C (= 298 °K) en T is uitgedrukt in graden Kelvin.

Een dissipatiefactor geeft aan hoe groot het vermogen is, dat in de NTC moet worden omgezet in warmte, om deze 1 °K in temperatuur te doen stijgen. Met deze dissipatie dient terdege rekening te worden gehouden als de NTC wordt gebruikt als een sensor!



Figuur 3/3.5 -1

De weerstand van een NTC uitgezet tegen de temperatuur.

Figuur 3/3.5 -2 en -3

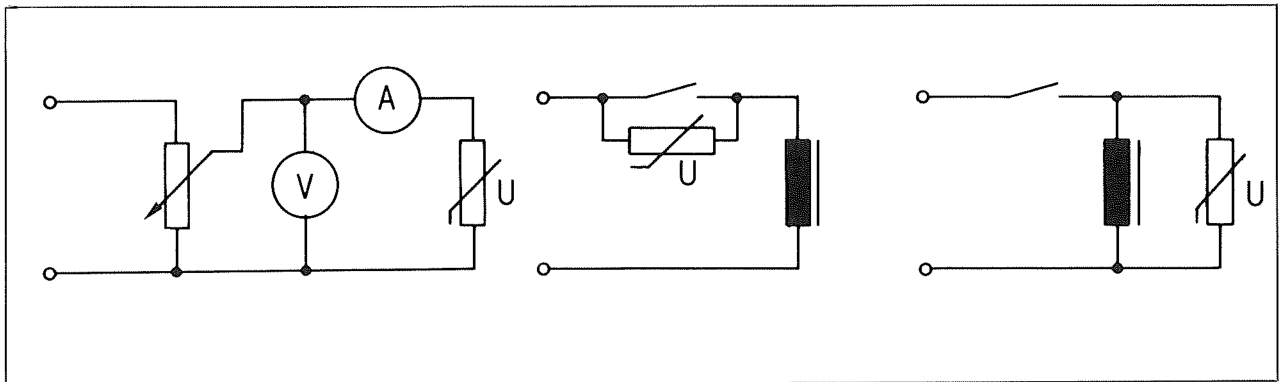
NTC's in een transistorschakeling.

a) collectorstroom is groot (lamp aan) als de temperatuur van de NTC hoog is.
b) Collectorstroom wordt groter naarmate de NTC-temperatuur daalt.

3/3.6

Varistor of VDR

De varistor is een spanningsafhankelijke weerstand. (VDR = voltage dependant resistor).
De weerstand is hoog bij een kleine spanning en wordt lager naarmate de spanning over de VDR stijgt.
Varistoren worden gebruikt voor spanningbegrenzing, om componenten die gevoelig zijn voor overspanning te beveiligen.
Varistoren worden gemaakt van gesinterd siliciumcarbide. De werking berust op het feit, dat de contactweerstand tussen siliciumcarbide-kristallen verandert met de spanning.



Figuur 3/3.6 -1

Meetschakeling voor varistoren.

Figuur 3/3.6 -2

Varistor toegepast als vonkonderdrukking voor schakelcontacten, bij het schakelen van inductieve belasting.

3/3.7

Speciale dioden

3/3.7.1

Inleiding

Meer dan gelijkrichters

Wie het woord "diode" in de mond neemt denkt daarbij aan gelijkrichten. Dat is immers de functie waar dioden het meest voor worden gebruikt. Naast de gewone silicium dioden zoals 1N4148 of 1N4004 die inderdaad hoofdzakelijk worden gebruikt voor gelijkrichten, zijn er echter in de loop der jaren diverse andere soorten dioden ontwikkeld, die ieder een specifiek toepassingsterrein hebben.

Overzicht

Wie de vakliteratuur er op napluist komt tot het onderstaande indrukwekkend lijstje:

- Backward dioden;
- BARITT dioden;
- Curristor dioden;
- Fast Recovery dioden;
- Gunn dioden;
- Hot Carrier dioden;
- IMPATT dioden;
- InP dioden;
- Low Leakage dioden;
- PIN dioden;
- Referentie dioden;
- Schottky dioden;
- SNAP dioden;
- Step Recovery dioden;
- TAZ dioden;
- Tunnel dioden;
- Varactor dioden;
- Varicap dioden;
- Zener dioden.

In de volgende hoofdstukken worden deze typen besproken.

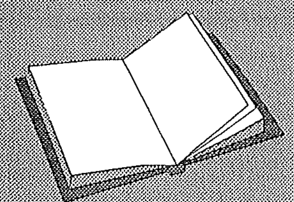
3/3.7.2

Backward dioden

Wat zijn het?

Backward dioden zijn speciale Tunnel dioden met als materiaal germanium, die een maximale stroom kunnen verwerken van ongeveer 300 µA. Het gevolg is dat de negatieve weerstand (zie voor verklaring Tunnel diode) kleiner is dan 1 kΩ.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.6
Hoofdstuk 3/3.12
Hoofdstuk 3/3.14



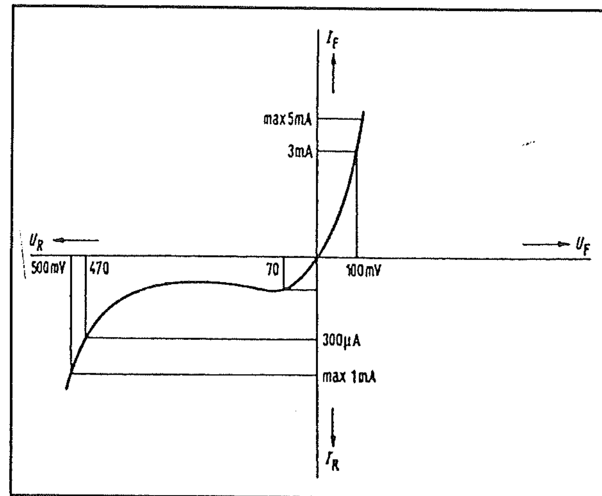
De diode wordt hierdoor onbruikbaar voor oscillatie-schakelingen en kan als "gewone" detector ingezet worden voor het detecteren van HF-signalen. Het grote voordeel van deze dioden is dat de stroomstijging in het doorlaatgebied eerder door het Tunnel-effect dan door de normale fysische werking van een geleidende halfgeleider-overgang wordt bepaald. De stroomstijging verloopt dan ook veel steiler dan bij een normale germanium diode. Deze dioden hebben dan ook uitstekende HF-eigenschappen en kunnen als detector tot ver in het GHz-bereik worden ingezet.

Karakteristiek
De karakteristiek van een Backward diode is getekend in figuur 3/3.7.2-1. Hieruit blijkt dat de maximale spanning in sperrichting erg klein is, namelijk ongeveer 500 mV.

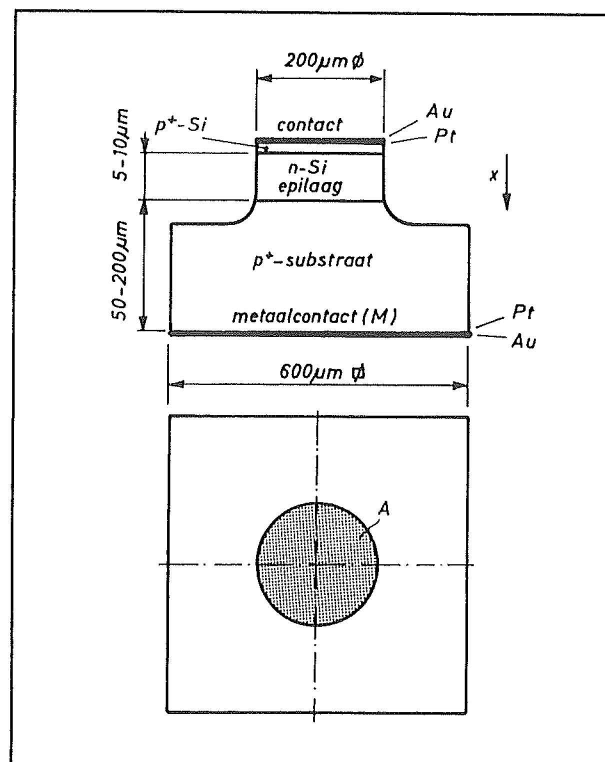
3/3.7.3
BARITT dioden

Wat zijn het?
Een BARITT diode is een onderdeel dat in de VHF-techniek wordt gebruikt a;s actief element in oscillator- en versterkingsschakelingen. Het letterwoord BARITT staat voor "BARier Injection Transit Time" en beschrijft de fysische werking van het onderdeel.

Fysische werking
In figuur 3/3.7.3-1 is de opbouw van een BARITT diode geschetst. De werking van een dergelijke diode maakt gebruik van de juiste combinatie van twee natuurkundige verschijnselen, namelijk periodieke injectie van ladingsdragers en looptijdvertraging van deze ladingsdragers tijdens het driften door een ruimteladingsgebied met hoge veldsterke.



Figuur 3/3.7.2-1: De karakteristiek van een Backward diode.

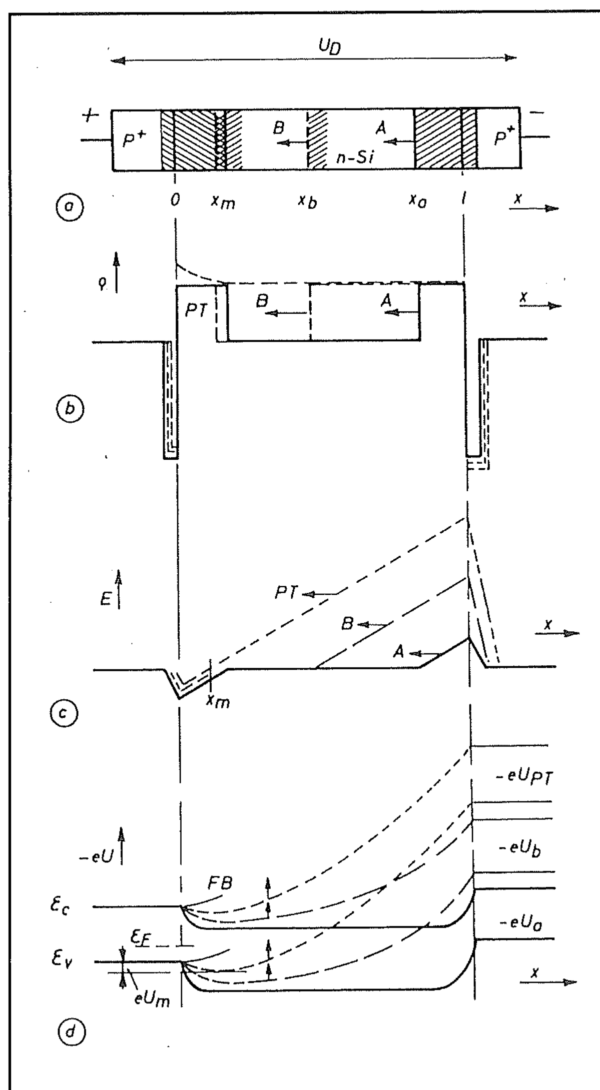


Figuur 3/3.7.3-1: De opbouw van een BARITT diode.

3.7 Speciale dioden

Om deze verschijnselen te verklaren wordt een beroep gedaan op figuur 3/3.7.3-2, waarin de doorsnede (a) door het halfgeleidende kristal is getekend. De grafieken geven weer:

- (b): de ruimteladingsdichtheid;
- (c): het elektrisch veld over de diode;
- (d): het energiebanden diagram.



Figuur 3/3.7.3-2: Een doorsnede door een BARITT doden plus de ruimteladingsdichtheid (b), het elektrisch veld (c) en het energiebanden diagram (d).

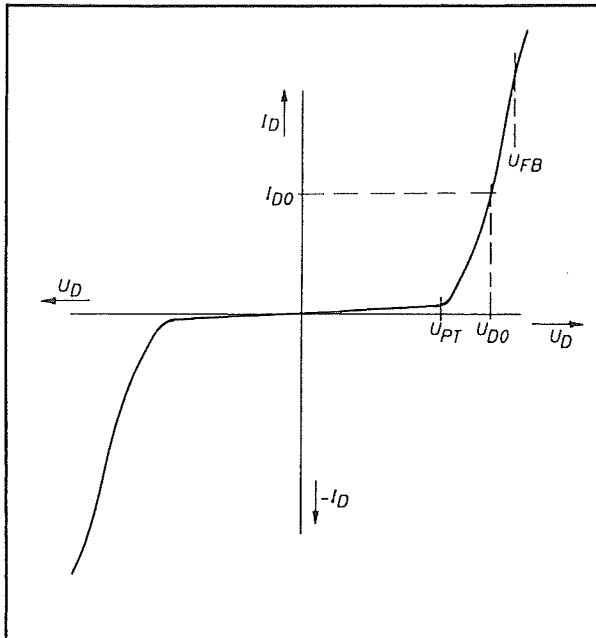
De vet getekende lijnen geven de situatie weer als er een lage gelijkspanning over de diode wordt aangelegd. Men kan de diode opgebouwd denken uit twee rug aan rug geschakelde dioden. Een PN-overgang staat in geleiding, de tweede in sper. Er vloeit dus alleen een lage lekstroom door de diode. Een neutrale zône scheidt de twee depletiegebieden.
Verhoogt men de gelijkspanning over het onderdeel, dan wordt het depletiegebied van de in sper geschakelde diode breder, terwijl dat van de geleidende overgang iets kleiner wordt. Ook de ruimteladingsverdeling, het energiebanden spectrum en de veldsterkteverdeling veranderen. Dit is voorgesteld door de grafieken B in de diagrammen van figuur 3/3.7.3-2.
Wanneer men de spanning over de diode nog meer laat stijgen zal er een moment komen waarbij de depletiegebieden van beide overgangen elkaar raken. Dit wordt het "punch through" moment genoemd en de spanning die op dat moment over de diode staat wordt de U_{PT} genoemd. In deze situatie kunnen ladingsdragers door de barrière tussen de twee overgangen dringen, met als gevolg dat er stroom door de diode gaat lopen. Het gevolg is dat in de spanning/stroom-karakteristiek van een BARITT diode een knik zit bij een spanning van $U_{diode} = U_{PT}$, zie figuur 3/3.7.3-3. Als de diode volledig symmetrisch is opgebouwd, zal de U/I-karakteristiek ook volledig symmetrisch ten opzichte van de stroom-as verlopen.
Als de spanning groter wordt dan $+U_{PT}$ of kleiner dan $-U_{PT}$ zal de stroom door de BARITT diode snel stijgen.

Het symbool van een BARITT diode

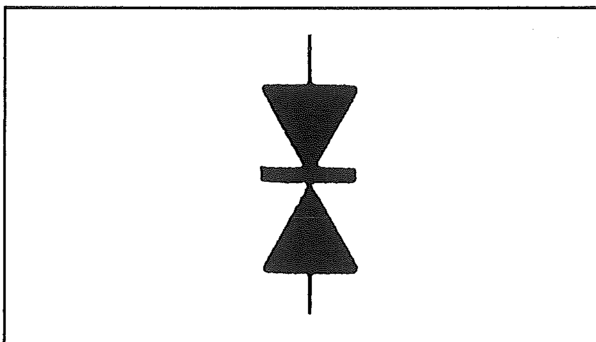
Wie de werking van een BARITT diode min of meer begrijpt, zal er zich niet over verbazen dat het symbool van een derge-

3.7 Speciale dioden

lijk onderdeel bestaat uit twee in anti-serie geschakelde dioden, zie figuur 3/3.7.3-4.



Figuur 3/3.7.3-3: De spanning/stroom-karakteristiek van een BARITT diode.



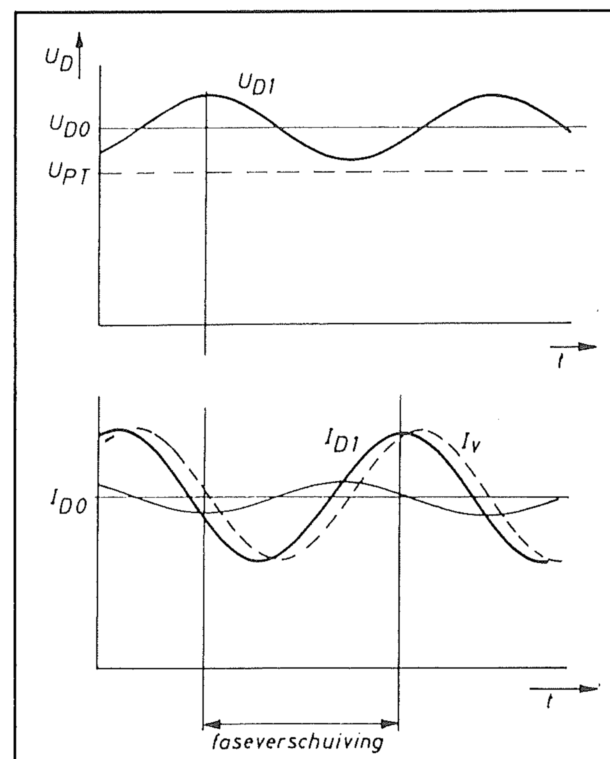
Figuur 3/3.7.3-4: Het symbool van een BARITT diode.

Het gedrag bij kleine HF-signalen

Stelt men een BARITT diode in op een gelijkspanning van U_{DO}, groter dan U_{PT} en moduleert men deze instelspanning met een klein sinusvormig HF-signaal, dan gebeurt hetgeen geschetst is in figuur 3/3.7.3-5. De instelspanning U_{DO} heeft een instelstroom I_{DO} tot gevolg. Door de wisselspanning ontstaat er in de diode een gemoduleerde ladingsdrager injectie vanuit de voorwaarts ingestelde diode naar de in sper ingestelde diode. Dit proces verloopt voor kleine spanning vrij lineair zodat de injectie van ladingsdragers ook sinusvormig verloopt.

Deze ladingsdragers driften met hoge snelheid door het ruimteladingsgebied van de halfgeleider. Als gevolg van de looptijd van de zware ladingsdragers wordt de stroomverandering in het extern circuit echter vertraagd ten opzichte van de gemoduleerde spanning.

Er ontstaat dus een faseverschuiving tussen spanning en stroom. De grootte van deze faseverschuiving is afhankelijk van de frequentie van het modulatie-signaal en van de fysische eigenschappen van de diode.



Figuur 3/3.7.3-5: Het gedrag van een BARITT diode bij kleine HF-signalen.

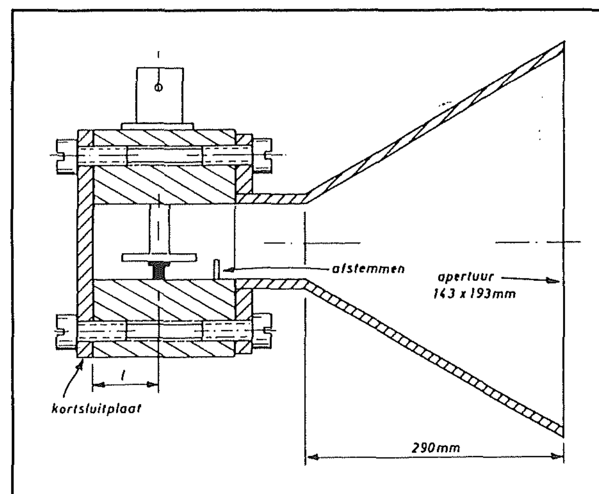
3.7 Speciale dioden

Door een juiste dimensionering van deze fysische eigenschappen kan men er voor zorgen dat de faseverschuiving binnen een bepaald frequentiebereik groter wordt dan 90° en kleiner blijft dan 270°. Dit betekent dat de diode in dit gebied dus een negatieve impedantie krijgt en gebruikt kan worden als aktief element in versterker- en oscillatieschakelingen.

Specificaties
De belangrijkste specificaties van BARITT dioden zijn:
- uitvoering:
  meestal silicium
- punch through spanning:
  15 V tot 100 V
- frequentie:
  tot 40 GHz;
- oscillator vermogen:
  tot 140 mW;
- rendement:
  3 % max.

Toepassingen
Het zal wel duidelijk zijn dat BARITT dioden niet in doe-het-zelf schakelingen gebruikt worden. Een typische toepassing van een dergelijk onderdeel is als VHF-oscillator in radar-detectoren voor snelheid of beweging. Dergelijke detectoren stralen een smalle bundel zeer hoge frequente elektromagnetische straling uit en detecteren de door voorwerpen teruggekaatste straling.
Vanwege het Doppler-effect zal de frequentie van de door een bewegend voorwerp teruggekaatste straling iets afwijken van de frequentie van de uitgezonden straling. Uit het frequentieverschil kan men de snelheid van het gedetecteerde voorwerp afleiden, iets waar al heel wat automobilisten pijnlijk aan zijn herinnerd!

BARITT dioden kunnen gebruikt worden als actief element in een dergelijke constructie. De diode is dan gemonteerd in de radar hoorn, zie het kleine zwarte blokje in figuur 3/3.7.3-6.



Figuur 3/3.7.3-6: Het toepassen van een BARITT diode in de hoorn van een radarsysteem.

Het instellen van een BARITT diode
Het instellen van een BARITT diode is vrij kritisch. De diode moet immers net boven de U_{PT} worden ingesteld, zie figuur 3/3.7.3-3. Dat kan alleen door een teruggekoppelde constante stroombron toe te passen, die de diode voedt met een constante stroom. Een bruikbaar schema is getekend in figuur 3/3.7.3-7.
Kern van de stroombron in de regeltransistor TS1, de operationele versterker als verschilversterker, een temperatuurstabiele weerstand Rx en een referentiespanning. De verschilversterker vergelijkt de spanningsval over Rx met de referentiespanning. Variaties in de BARITT stroom als gevolg van temperatuursvariaties, weerstandsveranderingen van de BARITT diode en variaties op de voedingsspanning worden onmiddellijk gecompenseerd door de verschilversterker. Deze

stuurt de transistor TS1 meer of minder in geleiding, waardoor de stroom door de BARITT diode wordt gestabiliseerd. Met de potentiometer van 10 kΩ kan men de waarde van de stroom instellen.

Figuur 3/3.7.3-7: Een stroombron voor het instellen van een BARITT diode.

3/3.7.4 Curristor dioden

Wat zijn het?

Een Curristor is een speciale diode, waar men er in geslaagd is het exponentiële verloop van de U/I-karakteristiek in doorlaat van een normale diode om te zetten in een vrij constante lijn. De stroom door de geleidende diode is dus vrijwel onafhankelijk van de spanning over de diode! Het zal duidelijk zijn dat een onderdeel met dergelijke eigenschap een ideale stroombron vormt.

De karakteristiek

In figuur 3/3.7.4-1 is de geïdealiseerde U/I-karakteristiek van een Curristor getekend. Bij kleine spanningen over de Curristor zal de stroom door het onderdeel stijgen als de spanning stijgt. Boven een bepaalde drempelwaarde van de spanning zal de stroom constant blijven!

Figuur 3/3.7.4-1: De U/I-karakteristiek van een Curristor diode.

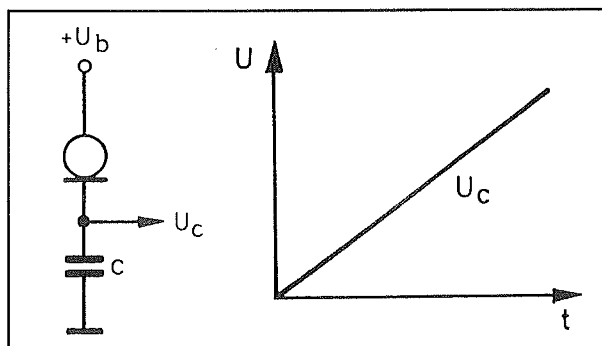
Symbool van de Curristor

Het symbool van een Curristor diode is getekend in figuur 3/3.7.4-2.

Figuur 3/3.7.4-2: Het symbool van een Curristor diode.

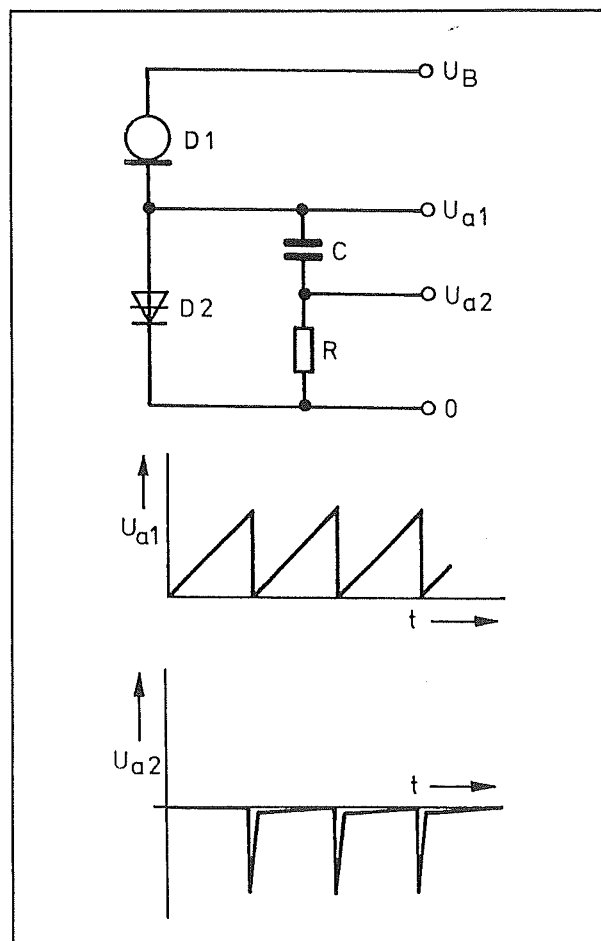
3.7 Speciale dioden

Toepassingen
Curristor dioden worden toegepast voor het stabiliseren van een stroom, bijvoorbeeld bij verschilversterkers. Een andere toepassing is het op een wel heel eenvoudige manier samenstellen van een zaagtandgenerator. Zoals bekend stijgt de spanning over een condensator lineair als deze condensator met een constante stroom wordt opgeladen. Als men, zoals getekend in figuur 3/3.7.4-3, een Curristor diode in serie schakelt met een condensator zal de constante stroom die door de Curristor vloeit de spanning over de condensator lineair laten stijgen. Het volstaat nu de condensator bij het bereiken van een bepaalde spanning even te ontladen: over de condensator ontstaat een mooie zaagtandspanning.



Figuur 3/3.7.4-3: Een zaagtandgenerator bestaat uit de serieschakeling van een Curristor diode en een condensator.

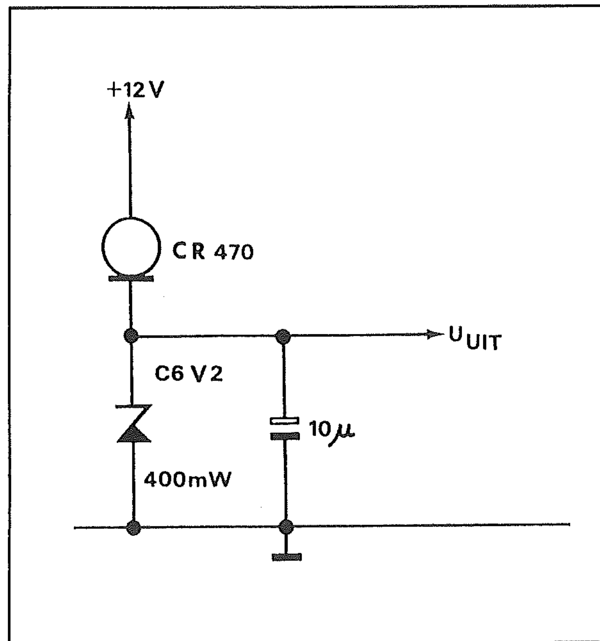
Uiteraard ontbreekt bij deze schakeling de ontlaadschakeling. Ook hier hoeft men niet moeilijk over te doen. Het volstaat, zoals getekend in figuur 3/3.7.4-4, over de condensator een diac D2 te zetten. Dit onderdeel slaat door als de spanning een bepaalde drempel bereikt. De stroom wordt dan groot, zodat de condensator snel ontladen wordt. Het gevolg is dat er over de condensator een mooie zaagtand verschijnt. De serieweerstand is niet noodzakelijk, maar kan worden gebruikt voor het genereren van synchronisatie impulsen. De grote ontlaadstroom wekt over de weerstand smalle negatieve naaldpulsen op die ideaal zijn voor het triggeren van een oscilloscoop.



Figuur 3/3.7.4-4: Een ontlaadcircuit voor de condensator kan in de eenvoudigste uitvoering bestaan uit een diac.

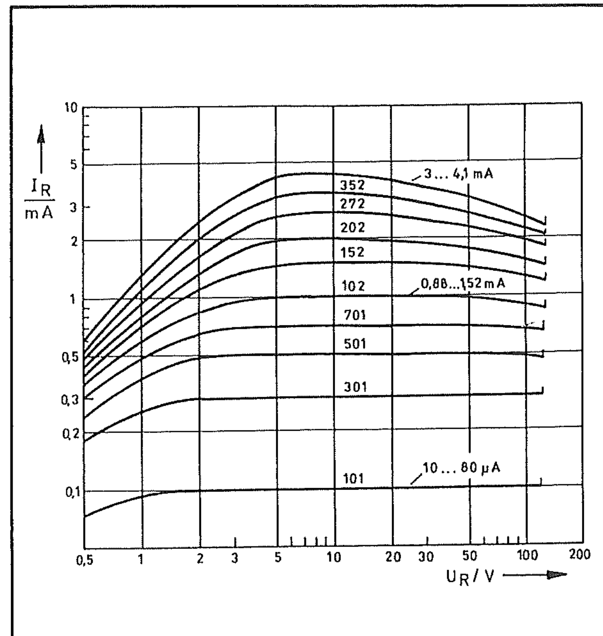
In figuur 3/3.7.4-5 is een tweede belangrijke toepassing van een Curristor diode getekend. Hier wordt de constante stroom van dit onderdeel gebruikt voor het instellen van een zenerdiode. Op deze manier is men er zeker van dat de span-

ning over de zenerdiode zeer constant blijft. Selecteert men bovendien een 6,2 V zenerdiode, dan zal ook de temperatuur minimale afwijkingen van de zenerspanning veroorzaken.



Figuur 3/3.7.4-5: Een Currstor stelt de stroom door een zenerdiode in.

Praktische uitvoeringen
Curristor dioden worden onder andere door Roederstein op de markt gebracht onder typenummer CRDxxx. Deze serie levert constante stromen van 35 µA tot 5,75 mA met maximale spanningen van 10 V tot 100 V. In figuur 3/3.7.4-6 zijn de U/I-karakteristieken van deze reeks samengevat. Zoals duidelijk blijkt neemt het constante stroom gedrag af naarmate de stroom stijgt. De CRD101 met een typische stroom van 80 µA benadert de theoretische constante stroombron het meest. Van het type CRD352, met een typisch stroom van 4,1 mA, kan de fabrikant in feite met fatsoen niet meer beweren dat dit een Curristor is!



Figuur 3/3.7.4-6: De karakteristieken van de CRDxxx-serie van Roederstein.

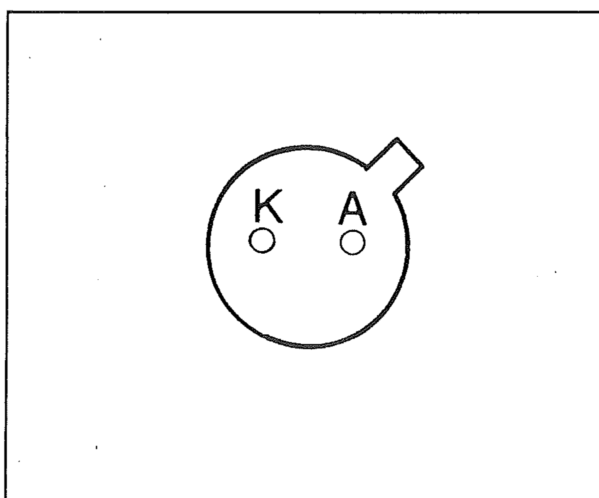
Ook Siliconix brengt twee reeksen Curristors op de markt. Beide series zitten in een TO-18 behuizing waarvan de aansluitgegevens zijn vermeld in figuur 3/3.7.4-7. De serie CRxxx is leverbaar met uitgangsstromen van 0,22 mA tot 5,30 mA met een nauwkeurigheid van 10 %. De serie CRRxxx levert stromen van 0,24 mA tot 4,30 mA met een nauwkeurigheid van 25 %.

3/3.7.5
Fast Recovery dioden

Wat zijn het?
Als men een "gewone" silicium diode zoals de 1N4001 gebruikt om een signaal gelijk te richten, zal de efficiëntie van de schakeling dramatisch afnemen naarmate de frequentie stijgt. Dit wordt wel héél

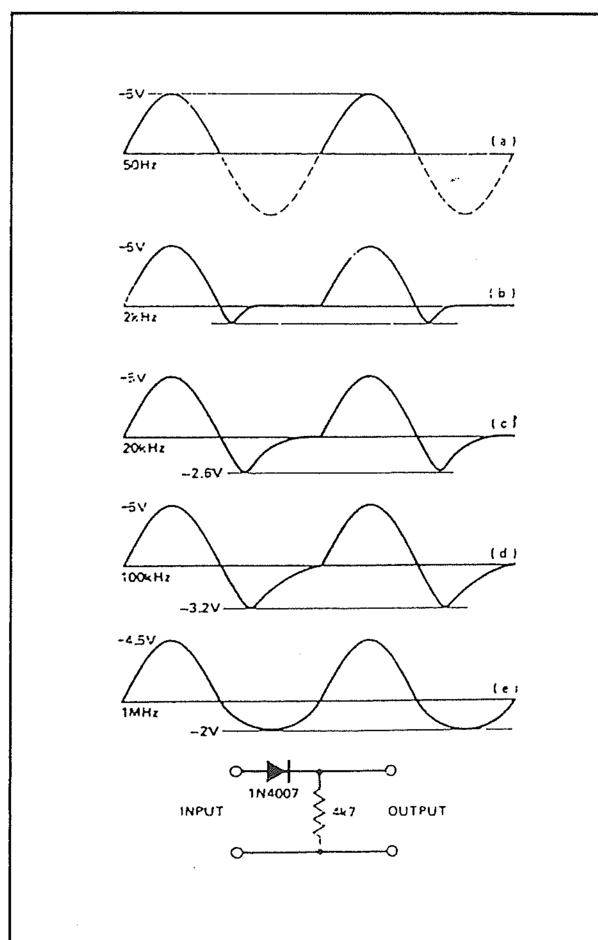
3.7 Speciale dioden

illustratief duidelijk gemaakt in figuur 3/3.7.5-1. Zelfs bij een frequentie van 2 kHz ontstaat bij de negatieve halve periode van het ingangssignaal een kleine geleidingsfase. Bij 1 MHz is er van gelijkrichten in feite geen sprake meer. De volledige negatieve halve periode verschijnt aan de uitgang, zij het verzwakt ten opzichte van de positieve halve periode.



Figuur 3/3.7.4-7: De behuizing van de Curristor-typen van Siliconix.

De eerste oorzaak van dit verschijnsel in de sper-capaciteit van de diode, die bij de 1N4001 tot 1 nF kan bedragen. De tweede oorzaak is de "reverse recovery time". Dit verschijnsel wordt veroorzaakt door gaten in de diode, die op het moment van overgang van geleiden naar sper nog niet gerecombineerd zijn met vrije elektronen. Op het moment dat de diode in feite zou moeten gaan sperren zullen deze gaten vertraagd recombineren met elektronen, hetgeen het vloeien van stroom gedurende de sper-fase verklaard.
Om dit probleem op te lossen heeft men Fast Recovery diode ontwikkeld. Hierbij worden speciale doping-materialen gebruikt, zoals goud. Deze materialen zorgen ervoor dat de gaten erg snel recombineren met vrije elektronen, waardoor het vloeien van stroom gedurende de sperfase wordt geminimaliseerd.



Figuur 3/3.7.5-1: Gelijkrichten met een 1N4001 in functie van de frequentie.

Praktische uitvoeringen

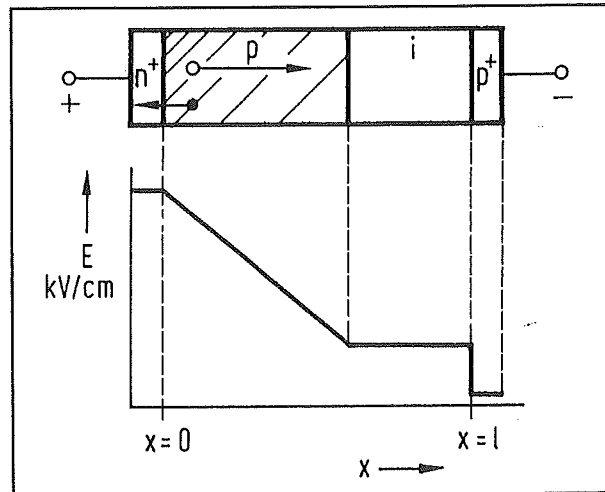
Goedkope Fast Recovery dioden worden tegenwoordig door diverse fabrikanten aangeboden. Recovery tijden van 50 ns zijn geen uitzondering, zoals bij de 1AUF4000 en de 3AUF5400 series. Deze dioden zijn geschikt voor het demoduleren en gelijkrichten van HF-signalen tot honderden MHz. Niet zo voor de hand liggend is dat Fast Recovery dioden tegenwoordig massaal worden toegepast in geschakelde voedingen, standaard in mo-

derne TV's en computers. In deze apparaten wordt gewerkt met signalen met frequenties van honderden kHz, die zo efficiënt mogelijk moeten worden gelijkgericht. Het zal duidelijk zijn dat de standaard gelijkrichters van de 1N4000 serie het hier laten afweten!

3/3.7.6 Gunn dioden

Wat zijn het?
Gunn dioden zijn, net zoals een heleboel in dit hoofdstuk behandelde speciale dioden, onderdelen die in hun U/I-karakteristiek een gebied met negatieve weerstand hebben. Bovendien bestaat er een faseverschuiving tussen spanning en stroom als gevolg van het reeds bij de BARITT dioden beschreven effect van looptijdvertraging van ladingsdragers tijdens het driften door een ruimteladingsgebied met hoge veldsterke. Negatieve weerstand en faseverschuiving staat per definitie voor versterking en dus ook voor oscillatie. Gunn dioden kunnen dus gebruikt worden als actief element in HF versterkers en oscillatoren.

Fysische werking
Gunn dioden werken volgens een fysisch effect dat in 1965 door Read voorspeld werd: het lawine-effect. Dioden die dit effect vertonen hebben een samenstelling die geschetst is in figuur 3/3.7.6-1. Het kristal bestaat uit vier verschillend gedoteerde zônes: n^+, p, i en p^+. Hierbij staan n^+ en p^+ voor zônes met zeer hoge verontreinigingsgraad en i voor een intrinsieke zône, een zône gemaakt uit zuiver halfgeleidermateriaal zoals silicium.

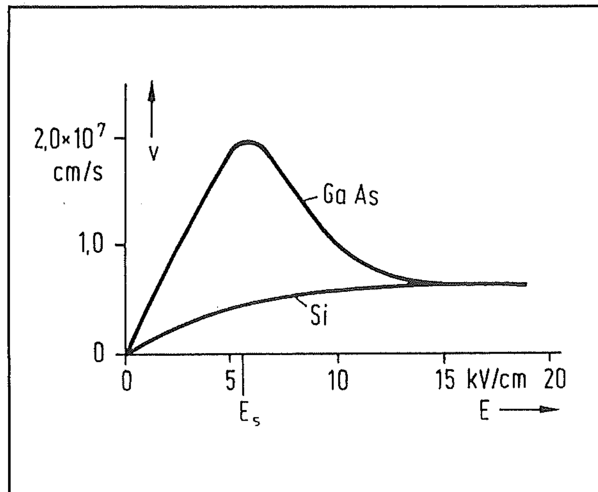


Figuur 3/3.7.6-1: Samenstelling van een diode die onder bepaalde omstandigheden het lawine-effect vertoont.

Over de diode wordt een hoge sperspanning aangesloten. Het gevolg is dat over de n^+/p-overgang een zeer hoge elektrische veldsterkte wordt opgebouwd. Waarden van meer dan 100 kV/cm zijn geen uitzondering! Door dit veld krijgen ladingsdragers voldoende energie om elektronen uit hun atoombinding te bevrijden. Er ontstaan dus gat/elektron-paren. Onder bepaalde voorwaarden zal één bevrijd elektron meerdere keren botsen met atomen en bij ieder atoom een elektron vrijmaken. Er ontstaat dus een lawine-effect waardoor in zeer korte tijd heel veel ladingsdragers worden vrijgemaakt. De vrijgemaakte elektronen migreren naar de n^+-zône en vloeien af via de positieve aansluiting van de diode. Er vloeit dus een stroom door de diode.

Looptijdvertraging van positieve ladingsdragers
De vrije elektronen vloeien dus vrij snel af. Anders vergaat het de zware positieve ladingsdragers oftewel de gaten. Die moeten in de i-zône en de p^+-zône naar de

negatieve spanningsaansluiting migreren. Zoiets vraagt tijd en er ontstaan dus aanzienlijke looptijdverschillen tussen de elektronen en de gaten.

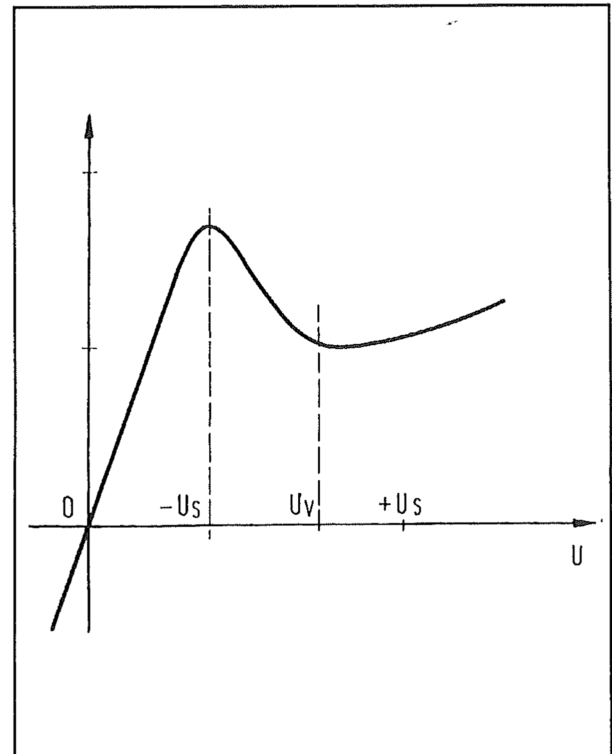


Figuur 3/3.7.6-2: Het verschil in elektronen driftsnelheid tussen GaAs en Si.

Samenstelling
Gunn dioden zijn opgebouwd uit een stuk GaAs halfgeleiderkristal, aan weerszijden voorzien van goed geleidende elektroden.
Het voordeel van het gebruik van een GaAs kristal volgt uit figuur 3/3.7.6-2. De driftsnelheid van elektronen is in GaAs veel hoger dan in Si, hetgeen bijdraagt aan de gewenste grote looptijdvertraging van de positieve ladingsdragers.

De U/I-karakteristiek
De U/I-karakteristiek van een typische Gunn diode is getekend i figuur 3/3.7.6-3. Hieruit blijkt dat het nuttige gebied met negatieve weerstand vrij smal is.

Leverbare typen
Gunn dioden worden door diverse fabrikanten aangeboden. In de tabel van figuur 3/3.7.6-4 worden de belangrijkste specificaties van de serie GAO gegeven. De extensie D of H heeft betrekking op de uitvoering. Deze twee behuizingen worden voorgesteld in figuur 3/3.7.6-5 met boven de D-behuizing en onder de H-behuizing.



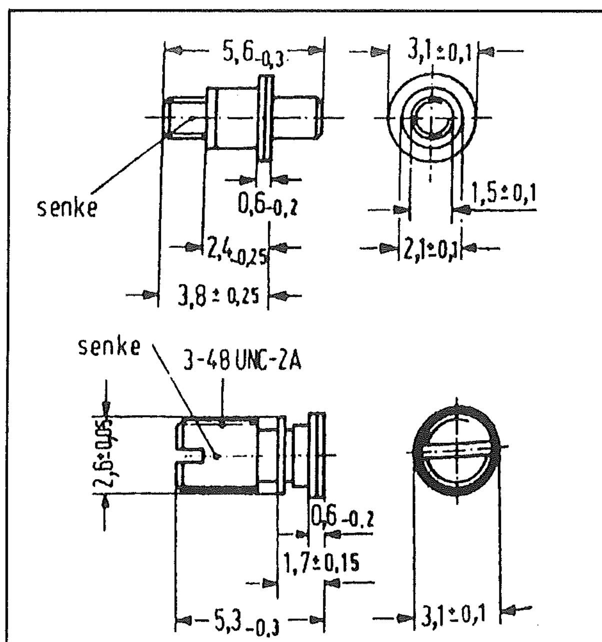
Figuur 3/3.7.6-3: De U/I-karakteristiek van een Gunn diode.

Toepassingen
Gunn dioden worden voornamelijk gebruikt in oscillatorschakelingen tot 15 GHz. Een typische uitvoering van een dergelijke oscillator is getekend in figuur 3/3.7.6-7. De Gunn diode is opgenomen in een caviteit, die via een coaxiale connector het VHF-signaal aan de buitenwereld aanbiedt. Met behulp van een instelschroefje kan men de dimensies van de caviteit variëren en daarmee de oscillatorfrequentie.

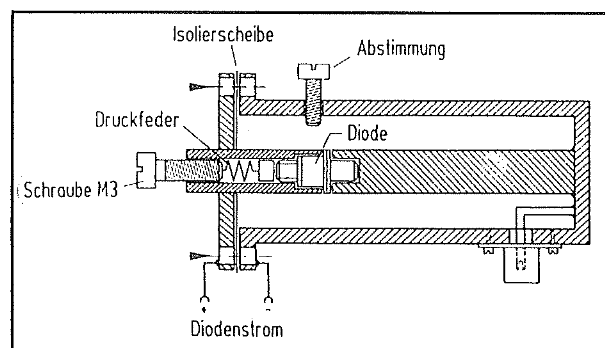
3.7 Speciale dioden

Typ	Ausgangs-leistung[1]) P_A (mW)	Frequenz-bereich[2]) f (GHz)	Betriebswerte[3]) U_H (V)	I_H (mA)
GAO 10C-D/H	10	7	14	100
GAO 10D-D/H	10	9	11	100
GAO 10E-D/H	10	10	10,5	120
GAO 10F-D/H	10	11	10	130
GAO 10G-D/H	10	12	9	130
GAO 10I-D/H	10	15	8	150
GAO 20C-D/H	20	7	14	200
GAO 20D-D/H	20	9	11	200
GAO 20E-D/H	20	10	10,5	210
GAO 20F-D/H	20	11	10	220
GAO 20G-D/H	20	12	9	220
GAO 20I-D/H	20	15	8	250

Figuur 3/3.7.6-4: Specificaties van de GAO-serie Gunn dioden.



Figuur 3/3.7.6-5: Behuizingen van Gunn dioden: boven type D, onder type H.



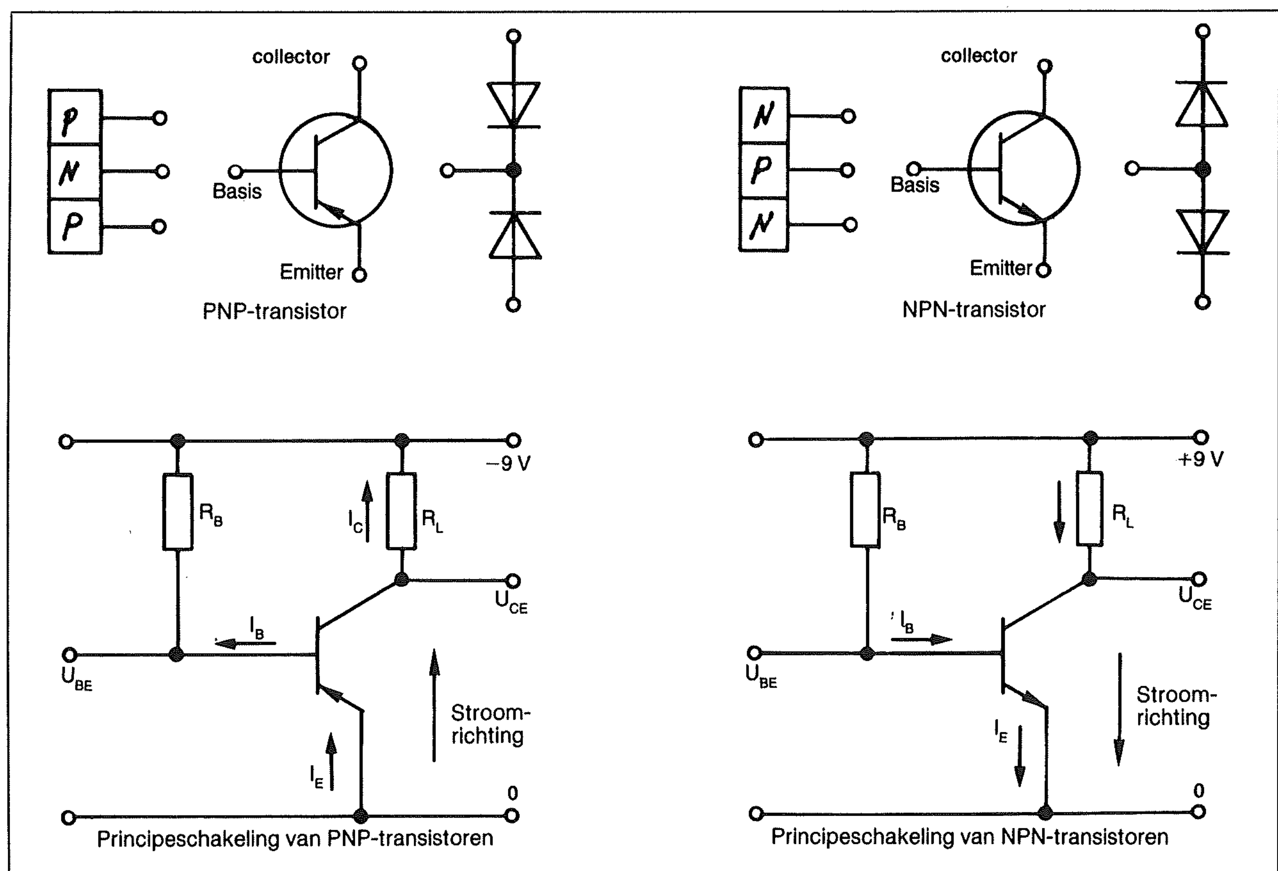
Figuur 3/3.7.6-6: Een Gunn diode gebruikt als een VHF-oscillator.

(wordt vervolgd)

3/3.8

Bipolaire transistor

De transistor werd in 1948 door twee Amerikaanse natuurkundigen uitgevonden. De transistor is verreweg het belangrijkste onderdeel van de elektronica, zowel gebruikt als discreet onderdeel, als in geïntegreerde schakelingen (IC's).
Een transistor heeft 3 aansluitingen (basis, emittor en collector) en bestaat in principe uit 2 seriegeschakelde diodes, waarbij hetzij de kathodes met elkaar zijn verbonden (PNP) of de anodes met elkaar zijn verbonden (NPN). De aansluiting van beide kathodes of anodes, is de stuuringang, basis genaamd.



Figuur 3/3.8 -1
PNP-transistor **NPN-transistor**

3.8 Bipolaire transistor

De beide diodes worden aangeduid met de basis-emittordiode en basiscollectordiode. Bij deze types transistoren zijn 3 lagen halfgeleidermateriaal aanwezig. Deze types worden bipolair genoemd.

Voor wat betreft de werking is er geen verschil tussen PNP- en NPN-transistoren. Alleen heeft het andersom aansluiten van plus en min gevolgen voor de richting waarin de stroom loopt.

$I_E = I_c + I_B$ (emittorstroom)

$ß = \frac{i_C}{i_B}$ (stroomversterking)

$R_{BE} = \frac{u_{BE}}{i_B}$ (ingangsimpedantie)

$R_{CE} = \frac{u_{CE}}{i_C}$ (uitgangsimpendantie)

$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C$ (vermogen)

Zodra de basis-emitterspanning een waarde van 0,65 . . . 0,70 V overschrijdt, gaat er door de basisemitterovergang stroom lopen. De basisstroom ligt tussen 0,5 . . . 5% van de totale emittorstroom, daaruit volgt dat de rest (95 . . . 99,5%) de collectorstroom is.

De belangrijkste parameters van transistors (in databoeken) zijn:

- I_C = maximale collectorstroom (in mA)
- P_{tot} = maximale belasting (in Watt of mWatt) $U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B$
- U_{CBO}, U_{CEO} = maximale sperspanning voor respectievelijk de basiscollector- en basisemitterovergang (in Volt)
- h_{FE} = stroomversterkingsfactor (verhouding tussen collector- en basisstroom, dimensieloos)
- $V_{CE(SAT)}$ = collector-emittor saturatiespanning (in Volt)
- f_T = afsnijfrequentie (meestal in kHz of MHz)

Codering en opbouw van transistoren.

Meestal worden transistoren met 2 letters gevolgd door 3 cijfers aangeduid. Voor transistoren voor speciale toepassingen worden vaak 3 letters gevolgd door 2 cijfers gebruikt.
De eerste letter geeft het basismateriaal aan: A voor Germanium en B voor Silicium. De twee letter is een aanduiding voor de toepassing volgens onderstaande tabel.

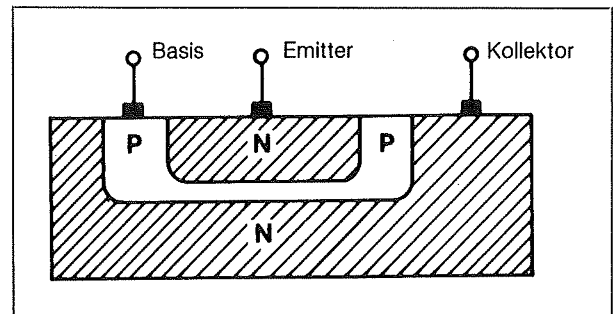
Tabel 3/3.8 -1

C	=	klein vermogen, laagfrequent
D	=	vermogenstransistor, laagfrequent
F	=	klein vermogen, hoogfrequent
L	=	vermogenstransistor, hoogfrequent
P	=	foto-transistor
S	=	schakeltransistor
U	=	vermogensschakeltransistor

Verreweg het grootste deel van de transistoren wordt volgens het "planar"principe vervaardigd. Dit is een bijzonder economische vervaardigingsmethode, waarbij via een foto-etsproces honderden (soms duizenden) transistoren tegelijkertijd op een siliciumplak worden vervaardigd. Zowel voor kleine vermogens als voor vermogenstransistoren wordt dit procédé toegepast.

3.8 Bipolaire transistor

Puntcontacttransistoren zijn transistoren, waarbij de anodes dunne naalden zijn, die op een kristal zijn gefixeerd. Slechts voor sommige hoogfrequent toepassingen wordt deze techniek nog gebruikt.
Een omvangrijk overzicht van de belangrijkste transistoren, de belangrijkste data en hun behuizingen is te vinden in hoofdstuk 6/3 "transistoren data".



Figuur 3/8.3 -2

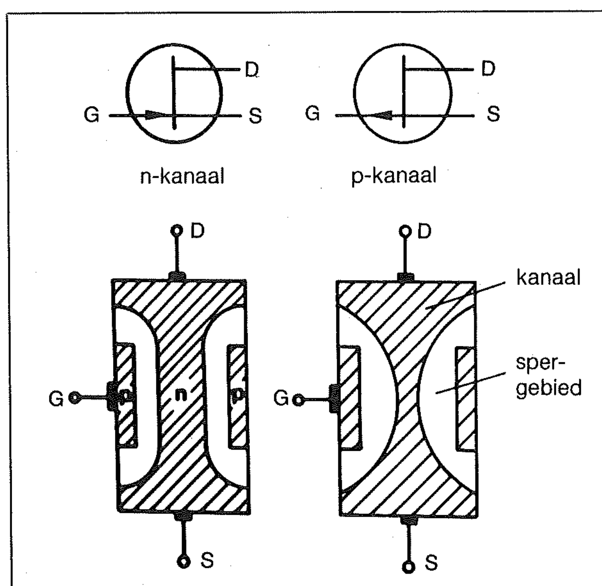
Opbouw van een planare NPN-transistor

3/3.9

Fieldeffecttransistor (FET)

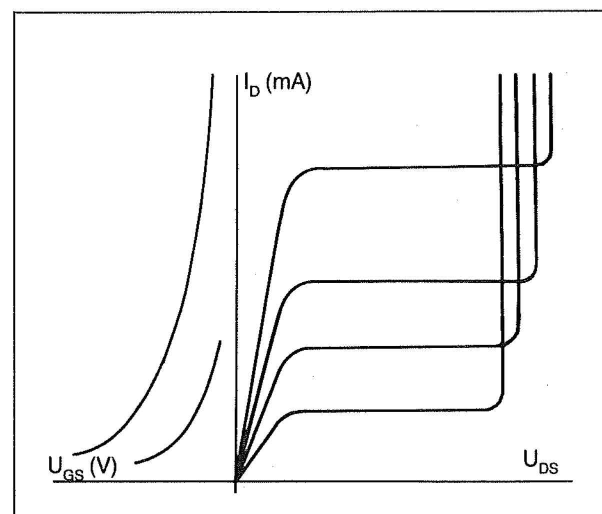
Veldeffecttransistoren, meestal met het engelse fieldeffecttransistors (FET's) aangeduid, verschillen wat basismateriaal betreft niet van gewone transistoren. Echter door de manier waarop zij vervaardigd worden hebben zij een belangrijke afwijkende eigenschap. FET's zijn namelijk evenals elektronenbuizen spanningsgestuurde componenten (de gewone transistor is stroomgestuurd).

Eigenlijk is een FET weinig meer dan een regelbare weerstand, waarvan de weerstand afhankelijk is van een aan de stuurelektrode aangelegde spanning.
Door de stuurelektrode loopt (in tegenstelling met de basis van bipolaire transistoren) geen stroom. Dit heeft tot gevolg dat de (stuur)ingang van een fieldeffecttransistor zeer hoogohmig is en de stuurbron niet belast.



Figuur 3/3.9 -1

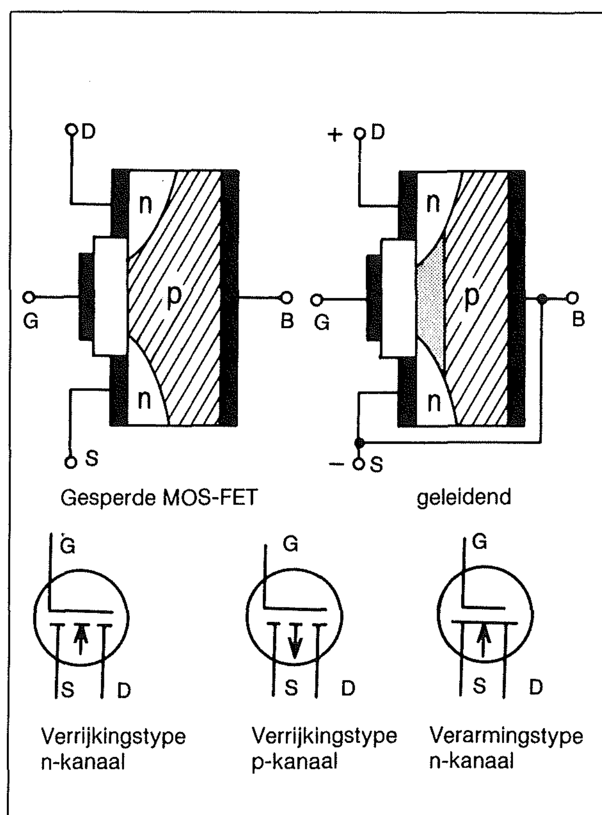
Spergebied of depletie FET principe (depletiegebied: een gebied waarin geen vrije ladingdragers voorkomen)



Figuur 3/3.9 -2

Karakteristieke curves van een FET

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9 -3

MOSFET principe

U_{PS} = Drain-source spanning

U_{GS} = Gate-source spanning

I_P = Drain stroom

I_S = Source stroom

In figuur 3/3.9 -1 is een spergebied FET getekend. De naam is afkomstig van het gegeven dat tussen de sterk gedoteerde "GATE"-aansluitingen een zwak gedoteerd "kanaal" ontstaat, dat door verandering van de aangelegde "GATE"-spanning kan worden vergroot of verkleind. Tussen de GATE en dit kanaal ontstaat een P-N-overgang met een spergebied (depletielaag), waarin geen vrije ladingdragers aanwezig zijn, zodat deze lagen als isolatiegebied werken. De figuur laat zien hoe de depletielaag vergroot wordt (rechts), waardoor het kanaal smaller wordt.

De beide aansluitingen van een FET zijn de "Source" (bron) en de "Drain" (afvoer). Tussen deze aansluitingen loopt de door het gate-signaal te besturen stroom.

Er zijn twee hoofdgroepen fieldeffecttransistoren:

- spergebied, meestal als FET's aangeduid. Deze zijn hierboven beschreven.
- MOSFET (Metal-Oxide-Silicum).

Bij een MOSFET wordt de isolatie tussen de Gate en het kanaal gevormd door een dun laagje Silicium-dioxide (SiO_2). De Gate wordt als een aluminiumlaagje opgedampt. Tussen Source en Drain ontstaat bij het aanleggen van een spanning een geleidend kanaal, dat door een aangelegde stuurspanning kan worden beïnvloed. De substraat, waarin het kanaal ontstaat, is de basis voor de elektroden en is elektrisch met de Source-elektrode verbonden. Men onderscheidt MOSFET's in "verarmings-" en "verrijkings"-typen. Het verrijkingstype is zelfsperrend, dat wil zeggen dat bij ontbreken van een gate spanning (Gate open of Gate 0 V) het kanaal gesperd is. Bij het verarmingstype is het kanaal bij open Gate of U_{GS} = 0 V geleidend. Bij een verarmingstype is het gedrag onafhankelijk van de polariteit van de aangelegde Gatespanning. Meestal echter wordt een negatieve Gatespanning gebruikt.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

Waarschuwing: Door de zeer dunne SiO_2-laag zijn MOSFET's uiterst gevoelig voor statische elektriciteit. Neem voorzorgsmaatregelen om statische elektriciteit te voorkomen en houdt de aansluitingen kortgesloten (b.v. door gebruik van aluminiumfolie), tot het laatste moment.

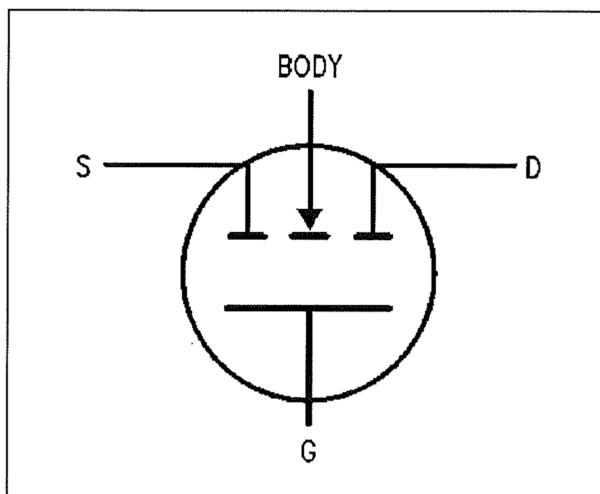
3/3.9.1

MOSFET, Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor

Technologie

Inleiding

De moderne MOSFET's, letterwoord van "Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor", zijn N-kanaal enhancement-mode, dubbel gediffundeerde silicium FET's op basis van metaaloxide. Het symbool van een dergelijke transistor is voorgesteld in figuur 3/3.9.1-1. Schakeltechnisch bekeken werken zij net zoals bipolaire NPN transistoren, met als voornaamste verschil dat een bipolaire transistor door een ***basisstroom*** wordt gestuurd en een MOSFET door een ***gatespanning***.



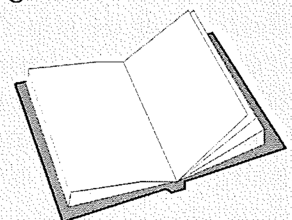
Figuur 3/3.9.1-1: Het algemeen symbool van de MOSFET familie van halfgeleiders.

MOSFET's worden voornamelijk in de vermogenselektronica toegepast. Dit heeft te maken met het feit dat het meerderheidsladingsdragers zijn, waardoor zij zeer snel kunnen schakelen van geleiden naar sperren en omgekeerd. Bovendien hebben zij een zeer hoge ingangsimpedantie. Tot slot hebben zij geen last van thermische lawine-effecten, zodat zij zelfs onder de zwaarste externe condities zeer stabiel blijven werken.

De werking van een MOSFET

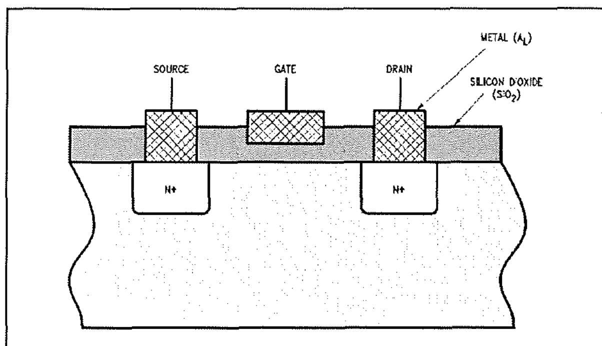
De werking van een MOSFET wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/3.9.1-2. U ziet hier een doorsnede door het materiaal waaruit het onderdeel is vervaardigd. Als er geen stuurspanning op de gate wordt aangelegd, kan er geen stroom onder de gate doorstromen, vanwege het feit dat er steeds een niet gelei-

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.9
Hoofdstuk 3/11.1
Hoofdstuk 6/100.78

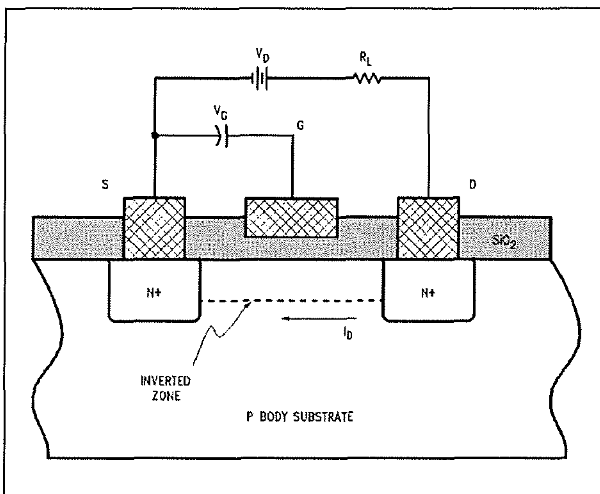


3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

dende PN-junctie aanwezig is. Wordt er een spanning op de gate aangelegd, positief ten opzichte van de source S, dan verandert de situatie dramatisch. Dit is voorgesteld in figuur 3/3.9.1-3.



Figuur 3/3.9.1-2: Doorsnede door een niet geleidende MOSFET.



Figuur 3/3.9.1-3: Doorsnede door een geleidende MOSFET.

Rond de gate ontstaan vrije gaten, die een zogenaamd "kanaal" creëren tussen source en drain. Het gevolg is dat er vrije elektronen kunnen migreren van de drain naar de source en er dus een elektronenstroom door het onderdeel gaat vloeien. Deze elektronen vormen de meerderheidsladingsdragers van het halfgeleidende systeem. Deze geleidingsmodus wordt de "depletion mode" genoemd, de sperrende modus de "enhancement mode".

Voordelen van de MOSFET

De voordelen van het gebruik van MOSFET's zijn:

- zeer laag gate vermogen:
  nadat de zeer kleine gate/sourcecapaciteit is opgeladen, vloeit er geen stroom in de gate;
- zeer snelle schakeltijd:
  elektronen kunnen van drain naar source gaan vloeien op het moment dat het kanaal opent, op het moment dat de gatespanning wegvalt sluit het kanaal en houdt de elektronenstroom op.

Nadelen van de MOSFET

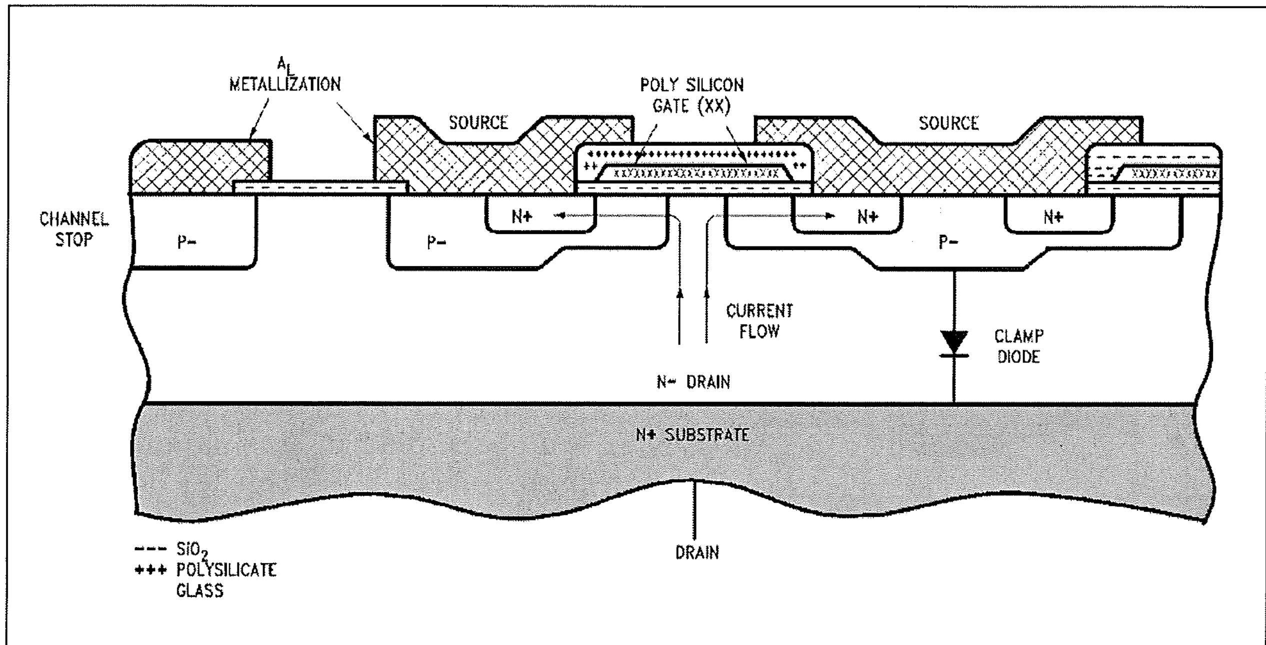
De MOSFET heeft helaas ook een paar nadelen:

- hoge kanaalweerstand:
  dit is een gevolg van de typisch constructie van het onderdeel, waarbij de gate tussen de source en de drain zit, het lange geleidingspad tussen source en drain heeft een vrij hoge inwendige weerstand;
- prijzig:
  men kan de weerstand verlagen door de kanaalbreedte toe te laten nemen, maar dit vergt veel duur halfgeleidend basismateriaal.

Vertical of DMOSFET

Om het bezwaar van de hoge kanaalweerstand te elimineren heeft men een nieuwe technologie ontwikkeld, die door het leven gaat als vertical MOSFET of DMOSFET. De constructie van een dergelijk onderdeel is voorgesteld in figuur 3/3.9.1-4. De source is nu cirkelvormig uitgevoerd, met in het midden een uitsparing voor de gate.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



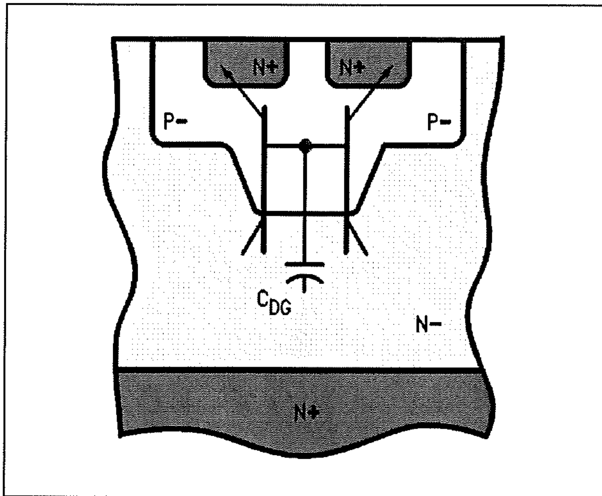
Figuur 3/3.9.1-4: De constructie van een DMOSFET.

De drain is als een compacte massa halfgeleidermateriaal aan de onderzijde van de constructie aanwezig. Als de spanning op de gate het kanaal opent vloeit de elektronenstroom van drain naar source onder de gate door.
In eerste instantie lijkt dit geen verbetering op te leveren, maar het is constructief gezien geen enkel probleem om duizenden van dergelijke source/gate-eilandjes in het halfgeleidermateriaal te implanteren. Deze worden parallel geschakeld, waardoor er duizenden kanaaltjes worden geopend en er duizenden stroompjes van drain naar de duizenden sources gaan vloeien. Het gevolg is dat de AAN-weerstand $R_{DS(ON)}$ van het onderdeel dramatisch daalt.
Er zijn nogal wat geometrieën mogelijk, zoals ronde, vierkante, driehoekvormige en veelhoekvormige sources. Al die geometrieën hebben hun eigen voor- en nadelen. In het algemeen kunt u echter stellen dat alle moderne MOSFET's met spanningen tot 300 V volgens de in figuur 3/3.9.1-4 voorgestelde basisgeometrie zijn gemaakt.

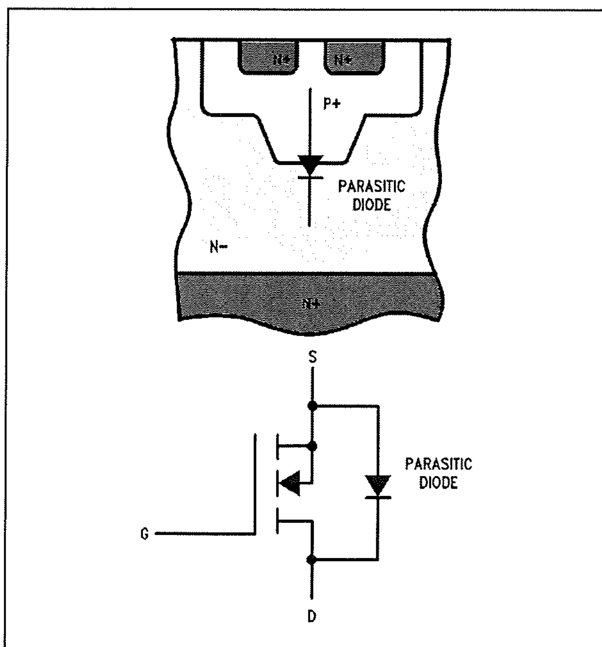
Paracitaire diode

De allereerste versies van MOSFET's waren nogal gevoelig voor spanningsdoorslag als gevolg van spanningstransiënten. Bovendien wilden deze onderdelen wel eens gaan geleiden als de spanning tussen drain en source te snel steeg, het bekende ΔV/Δt verschijnsel. Dit verschijnsel kan worden verklaard door de inherente aanwezigheid van een paracitaire NPN transistor, zie figuur 3/3.9.1-5. De stroom die noodzakelijk is om de capaciteit tussen drain en gate op te laden, vloeit ook in de basis van deze paracitaire transistor en veroorzaakt de ongewenste geleiding. Dit verschijnsel kan worden voorkomen door de N+ bron kort te sluiten met de P+ basis door het toepassen van metallisatie van de source. Het gevolg hiervan is echter dat er een paracitaire diode ontstaat die anti-parallel staat aan de MOSFET, zie figuur 3/3.9.1-6.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-5: De aanwezigheid van een inherente NPN transistor in de constructie van de MOSFET.

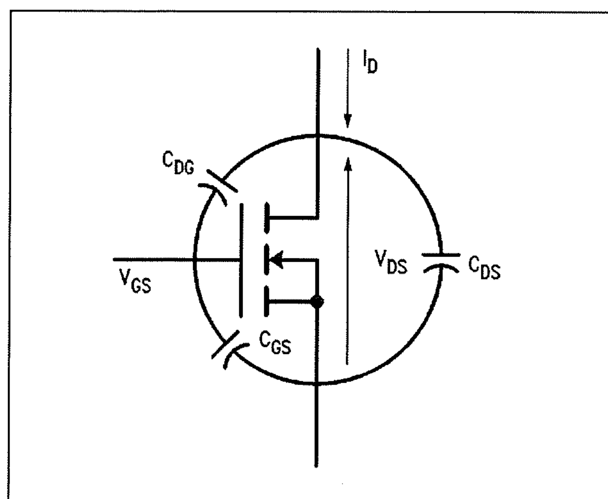


Figuur 3/3.9.1-6: De interne paracitaire diode, boven in de constructie van de MOSFET, onder als schakelschema.

Deze diode heeft vooral op HF-gebied funeste gevolgen op de specificaties van de MOSFET. Vandaar dat u bij HF-toepassingen vaak een externe zeer snelle diode parallel over de MOSFET zult aantreffen, die de slechte eigenschappen van de interne paracitaire diode compenseert.

Specificaties

Schakelen van een MOSFET
Zoals bij ieder actief onderdeel hangen de schakelkarakteristieken van een MOSFET af van de paracitaire capaciteiten tussen de drie aansluitpennen. In figuur 3/3.9.1-7 hebben wij een vereenvoudigde voorstelling getekend van deze capaciteiten. Figuur 3/3.9.1-8 geeft een grafische weergave van de schakelkarakteristieken bij een zuiver ohmse belasting.



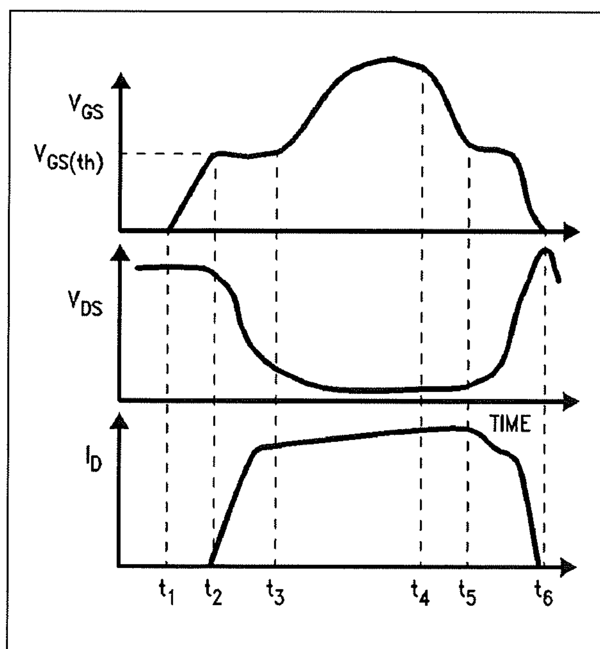
Figuur 3/3.9.1-7: De paracitaire capaciteiten van een MOSFET.

Het volledige in- en uitschakel tijdinterval t1 tot en met t6 kan ingedeeld worden in een aantal karakteristieke Δt's:

- Interval t1 < t < t2:
  Deze initiële turn-on tijd $t_{d(on)}$ wordt bepaald door de tijd die de gate/source-spanning nodig heeft om exponentieel te stijgen tot de drempelspanning $V_{GS<th>}$. De tijdconstante van deze

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

actie wordt bepaald door R_S * C_{GS}. Hierbij staat R_S voor de inwendige impedantie van de bron die de gate van de MOSFET voedt. Als u een generatorimpedantie van 50 Ω in gedachten houdt en een reële waarde van 600 pF voor de C_{GS} invult, is $t_{d(on)}$ ongeveer gelijk aan 11 ns. Noteer dat het dus zeer belangrijk is de impedantie van de aansturende schakeling zo laag mogelijk te maken! Vaak wordt dit vergeten, MOSFET's hebben immers tóch een heel hoge ingangsimpedantie. Dat de bron de C_{GS} moet opladen wordt maar al te vaak vergeten.



Figuur 3/3.9.1-8: De schakelkarakteristieken van de MOSFET.

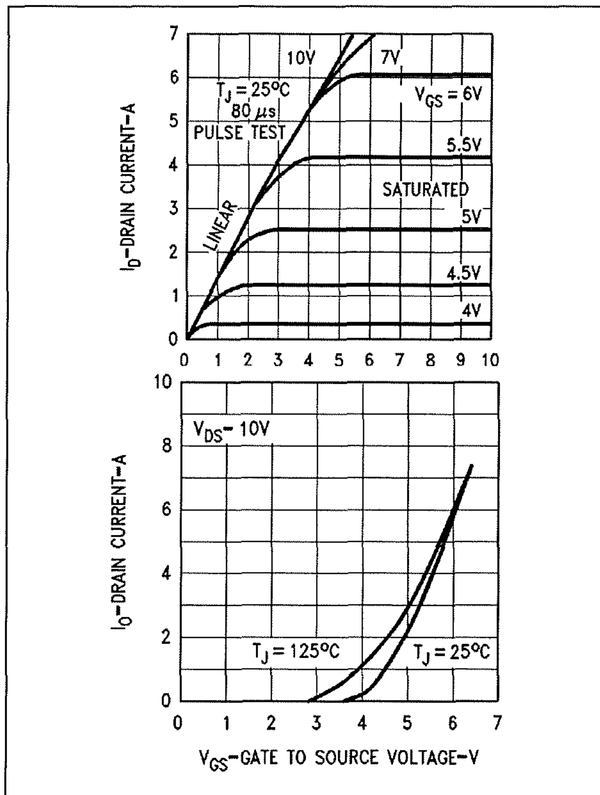
- Interval t2 < t < t3:
  De V_{GS} heeft nu de drempelwaarde bereikt, met als gevolg dat de MOSFET begint te geleiden. Het gevolg is dat de spanning V_{DS} gaat dalen. In dit tijdsinterval moet C_{DG} ontladen. Uit het equivalent schema van figuur 3/3.9.1-7 blijkt dat dit ontladen via de bron gebeurt. Ook nu is het dus zeer belangrijk dat de bron een zo laag mogelijke impedantie heeft. Hoe hoger de impedantie van de bron, hoe langer dit interval duurt.
- Interval t3 < t < t4:
  De MOSFET staat nu in de AAN-modus, de gate/source-spanning zal, afhankelijk van de spanning van de bron, verder gaan stijgen. Deze stijging heeft echter nauwelijks invloed op het gedrag van de halfgeleider. Het heeft dus weinig zin de MOSFET met veel meer dan de drempelspanning aan te sturen.
- Interval t4 < t < t5:
  De MOSFET moet uitschakelen, de spanning tussen gate en source moet worden verlaagd tot de drempelwaarde. Hoe hoger de stuurspanning die op de gate wordt gezet, hoe langer het duurt voor de V_{GS} is gedaald tot deze drempel.
- Interval t5 < t < t6:
  De spanning op de gate is gedaald tot de drempelwaarde, de inwendige weerstand van de MOSFET neemt toe, de stroom I_D begint te dalen en de spanning V_{DS} begint te stijgen. Deze stijging wordt echter vertraagd door het feit dat de paracitaire capaciteit C_{DG} via de impedantie van de bron én de belastingsimpedantie van de MOSFET wordt opgeladen.

Uiteraard zijn deze verschijnselen in de figuur overdreven voorgesteld.

Karakteristieken van de MOSFET

De karakteristieken van een MOSFET zijn te vergelijken met deze van de oeroude buis. In figuur 3/3.9.1-9 zijn de I_D = f (V_{DS}) en de I_D = f (V_{GS}) karakteristieken van een typische moderne MOSFET weergegeven.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-9: De twee belangrijkste karakteristieken van de MOSFET.

Er zijn twee duidelijk te onderscheiden werkingsgebieden:

- Lineair:
  In dit gebied is de spanning over het interne kanaal nog niet groot genoeg om de meerderheidsladingsdragers hun maximale driftsnelheid te geven. De statische weerstand $R_{DS(ON)}$ is vrij constant en wordt gedefinieerd door de verhouding tussen de drain/source-spanning en de drainstroom. In dit gebied kan een MOSFET dus als lineaire versterker worden gebruikt, waarbij de drainstroom afhankelijk is van de spanning tussen gate en source.
- Saturated:
  In dit gebied is de spanning over het interne kanaal zo groot, dat de meerderheidsladingsdragers mat maximale driftsnelheid door het kristal vloeien. De drainstroom blijft dus constant op de maximale waarde. In dit gebied gedraagt de MOSFET zich dus als een constante stroombron. Opgemerkt kan worden, dat de stroom die door de MOSFET vloeit in dit gebied afhankelijk is van de grootte van de spanning tussen gate en source.

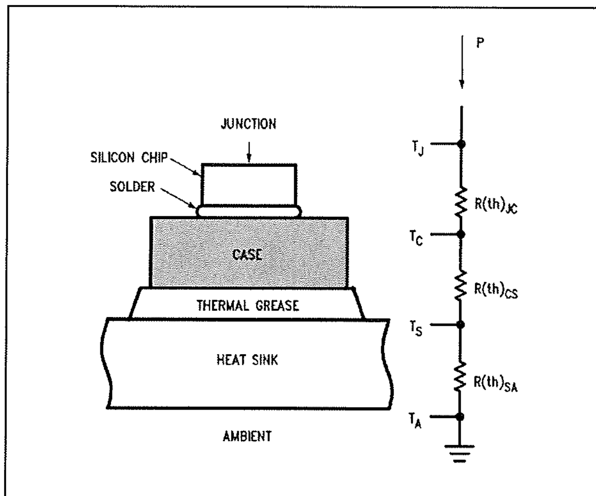
De threshold spanning

De threshold spanning $U_{GS(th)}$ is de minimale spanning tussen gate en source waarbij drainstroom begint te vloeien. Deze spanningsdrempel kan gemakkelijk worden afgeleid uit de onderste grafiek van figuur 3/3.9.1-9. U ziet in deze grafiek dat de threshold spanning afhankelijk is van de temperatuur en rond 3,5 V ligt. De $V_{GS(th)}$ heeft een negatieve temperatuurscoëfficiënt van ongeveer -7 mV/°C.

Het statische thermische model

Zoals alle onderdelen die hoge vermogens moeten verwerken, zal een MOSFET in de meeste gevallen behoorlijk warm worden. Alle datasheets bevatten gegevens over de maximale junctietemperatuur $T_{J(max)}$ die toelaatbaar is. Deze temperatuur is in de praktijk echter niet te meten en vandaar dat het belangrijk is zich te verdiepen in het thermische model van een MOSFET. In figuur 3/3.9.1-10 is het elementaire thermische model van iedere halfgeleider voorgesteld, mét het equivalente elektrische schema.
De warmte stroomt uiteraard van boven naar beneden, van de junctie via de behuizing van de MOSFET naar de koelplaat. De temperatuursverhoging van de junctie is recht evenredig met de hittestroom en de thermische weerstand tussen de junctie en de omgeving.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-10: Het elementaire thermische model dat ook voor een MOSFET bruikbaar is.

De thermische weerstand tussen twee willekeurige punten x en y wordt uitgedrukt door de formule:

$$R_{(th)XY} = (T_y - T_x)/P$$

met:

- T_x:
  de gemiddelde temperatuur van punt x;
- T_y:
  de gemiddelde temperatuur van punt y;
- P:
  de gemiddelde thermische stroom in W.

Het bepalen van een thermische weerstand heeft dus alleen maar zin als u de temperatuur op twee referentiepunten x en y van het systeem kunt meten of berekenen. Het thermische model geeft een symbolische weergave van de referentiepunten van het systeem:

- de junctie temperatuur T_J;
- de temperatuur van de halfgeleider behuizing T_C;
- de temperatuur van de koelplaat T_S;
- de omgevingstemperatuur van de lucht T_A.

Met deze vier referentiepunten kunt u de vier thermische weerstanden in het systeem definiëren:

- $R_{(th)JC}$:
  de thermische weerstand tussen junctie en halfgeleider behuizing;
- $R_{(th)CS}$:
  de thermische weerstand tussen de halfgeleider behuizing en de koelplaat;
- $R_{(th)SA}$:
  de thermische weerstand tussen de halfgeleider behuizing en de omgeving.

De drie thermische weerstanden staan is serie, zodat de totale thermische weerstand gelijk is aan:

$$R_{(th)JA} = R_{(th)JC} + R_{(th)CS} + R_{(th)SA}$$

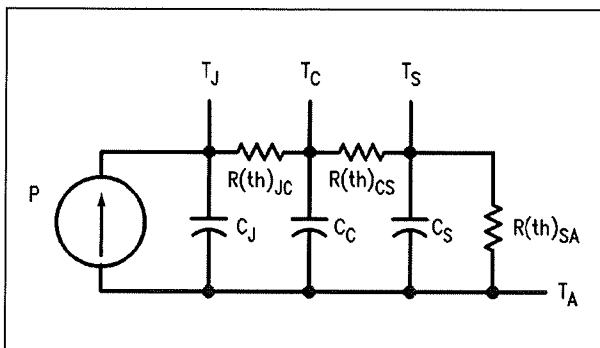
De fabrikant van de MOSFET is verantwoordelijk voor $R_{(th)JC}$ en $R_{(th)CS}$, de gebruiker van de MOSFET moet de waarde van $R_{(th)SA}$ zo laag mogelijk zien te krijgen.
Uit combinatie van de verschillende formules kunt u de junctie temperatuur T_J afzonderen:

$$T_J = T_A + P_X * [R_{(th)JC} + R_{(th)CS} + R_{(th)SA}]$$

Uit deze formule kunt u gemakkelijk de maximale junctietemperatuur berekenen, die in een bepaalde toepassing zal ontstaan.

Het dynamisch thermische model
Het nadeel van de opgestelde formule is dat deze een uitdrukking geeft van de statische temperatuur van de junctie. MOSFET's worden echter in de praktijk meestal in dynamische schakelingen ingezet, waarbij het in de MOSFET gedissi-

peerde vermogen niet constant is maar pulsvormig verloopt. In een dergelijke situatie kunt u erg weinig met de opgestelde formule. Het is dus noodzakelijk een dynamisch model op te stellen dat u kunt gebruiken voor het berekenen van de pulserende thermische belasting van de MOSFET.
Zo'n dynamisch model is voorgesteld in figuur 3/3.9.1-11.

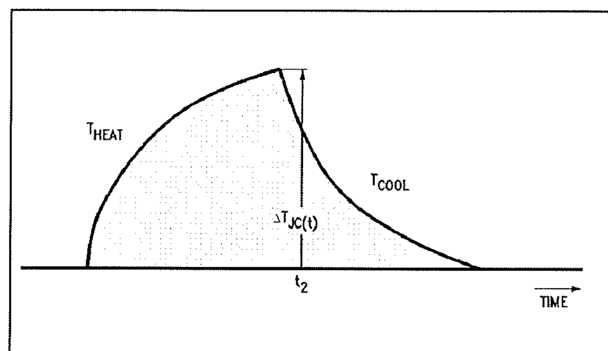


Figuur 3/3.9.1-11: Het dynamisch thermische model van een MOSFET.

Naast de thermische weerstanden krijgt u nu ook te maken met de thermische capaciteiten C_J, C_C en C_S. Deze stellen de "capaciteit" voor van de onderdelen van het systeem, dus de mate waarin deze onderdelen pulsvormig toegevoerde warmte op kunnen slaan en langzaam weer af kunnen staan.
Als opeens pulsvormig vermogen in de MOSFET wordt geïntroduceerd zal de temperatuur van de junctie exponentieel gaan stijgen, zie figuur 3/3.9.1-12. Wordt op tijdstip t2 het vermogen afgeschakeld, dan zal de temperatuur van de junctie weer volgens het voorgestelde verloop gaan dalen.
De transiënt thermische weerstand op tijdstip t wordt gegeven door de uitdrukking:

$$Z_{(th)JC} = [\Delta T_{JC(t)} / P]$$

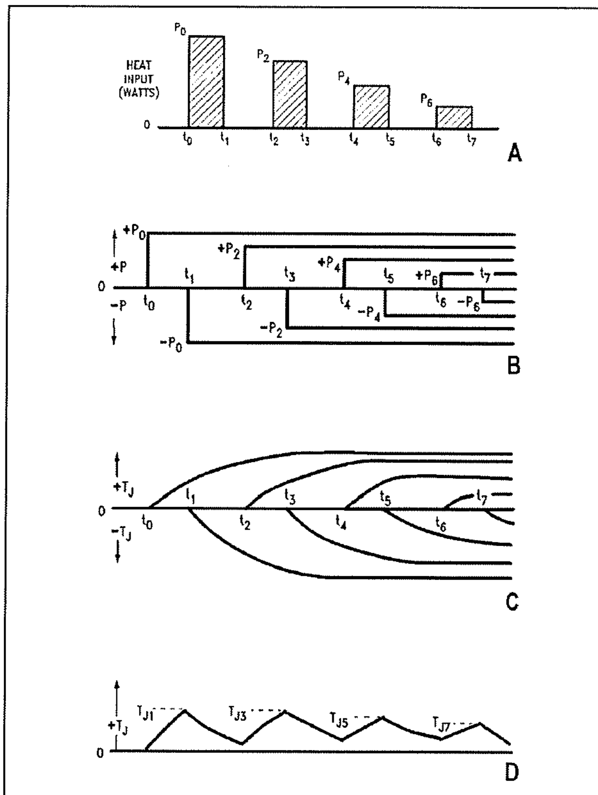
Het superpositie model
De gegeven formule voor de transiënt thermische weerstand is bruikbaar als u maar één vermogenspuls aan de MOSFET toevoert, maar wordt erg ingewikkeld als de MOSFET wordt belast met een aantal pulsvormige belastingen, zoals dat in de praktijk meestal het geval is.



Figuur 3/3.9.1-12: Het verloop van de junctietemperatuur bij een pulsvormige belasting van een MOSFET.

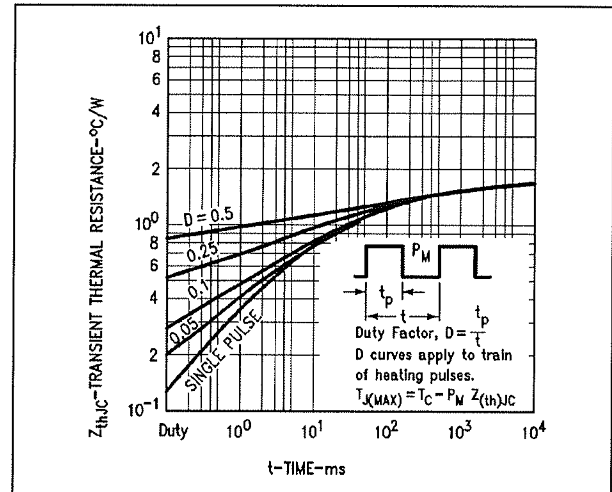
Als u het woord "dynamisch" leest, denk u immers onmiddellijk aan ingewikkelde wiskunde met differentiële vergelijkingen en integratoren. Zuiver wiskundig klopt dat ook, maar gelukkig bestaat er een systeem waarmee u een benaderend dynamisch model kunt opstellen dat in de praktijk bruikbaar is. Dit model gaat uit van ***superpositie.*** Bij dit model wordt de response van een systeem op een willekeurige inputfunctie berekend door de input te vervangen door een aantal positieve en/of negatieve stapfuncties. In figuur 3/3.9.1-13 wordt als voorbeeld een aantal warmtepulsen voorgesteld, die aan de MOSFET worden toegevoerd. Door superpositie van deze vier pulsen kunt u op een vrij eenvoudige grafische manier de actuele piektemperatuur van de junctie op ieder moment van het proces uittekenen.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-13: Het toepassen van het superpositie model op een reeks van vier thermische pulsen die aan de MOSFET worden toegevoerd.

In figuur 3/3.9.1-13b wordt het principe van superpositie op de vier pulsen toegepast. In figuur 3/3.9.1-13c wordt een plot gegeven van de temperatuur response op de individuele pulsen. In figuur 3/3.9.1-13d ziet u hoe de superpositie wordt gebruikt om de totale topwaarden van de temperatuur te bepalen. De meeste fabrikanten van MOSFET's publiceren de grafiek van figuur 3/3.9.1-14 in het datasheet. Uit deze grafiek kunt u de toename van $Z_{(th)JC}$ bepalen als de MOSFET pulsvormig wordt aangestuurd met een bepaalde AAN/UIT-verhouding. Een dergelijke grafiek maakt het zélf berekenen van de maximale junctietemperatuur bij een bepaalde belasting natuurlijk wel héél gemakkelijk!



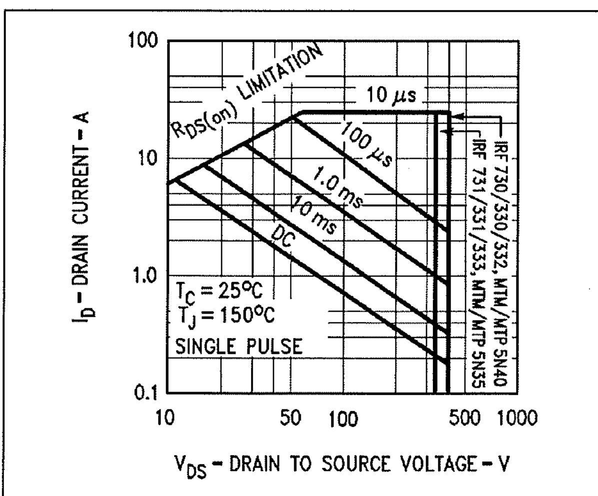
Figuur 3/3.9.1-14: De zogenaamde "genormaliseerde" curve van de junctietemperatuur die bij de specificaties van de meeste MOSFET's wordt gepubliceerd.

Safe Area Operation

MOSFET's hebben geen last van second breakdown, een verschijnsel dat bij bipolaire transistoren berucht is. Second breakdown is een catastrofale conditie die bij bipolaire transistoren kan ontstaan door het optreden van zogenaamde thermische "hot spot's" in het halfgeleidermateriaal. Hierdoor wijzigt de stroomverdeling waardoor plaatselijk zware overbelasting van en smelt in het halfgeleidermateriaal kan optreden.
Het halfgeleidermateriaal van een MOSFET heeft een positieve temperatuurscoëfficiënt van ongeveer 0,6 %/°C. Als de drainstroom zich, om bepaalde fysisch ingewikkelde redenen, gaat samentrekken in kleine gebieden van het materiaal zullen deze gebieden meer vermogen dissiperen dan de rest van het kristal. Hierdoor neemt de tem-

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

peratuur van deze "hete vlekken" toe, met als gevolg dat de weerstand plaatselijk toeneemt. Het gevolg is dat er een nieuwe stroomverdeling gaat optreden die de stroom langs de "hot spot's" met hun hoge inwendige weerstand leidt.
Conclusie is dat het verschijnsel van het ontstaan van "hot spot's" zichzelf herstelt en er van second breakdown geen sprake kan zijn.
De "safe area" van een MOSFET wordt, zoals duidelijk blijkt uit de grafiek van figuur 3/3.9.1-15, dus alleen maar bepaald door de thermische begrenzingen van de chip en niet door de grenzen van de second breakdown. Uit deze grafiek volgt dat, hoewel een MOSFET een heel robuust onderdeel is, tóch vernieling kan optreden door buiten de "safe area" te werken.



Figuur 3/3.9.1-15: De "Safe Area Operation" grafiek van de MOSFET IRF330.

AAN-weerstand $R_{DS(on)}$

De AAN-weerstand van een MOSFET is een heel belangrijk gegeven, omdat deze weerstand bepaalt hoeveel stroom er door het onderdeel kan vloeien zonder dat de maximale junctietemperatuur wordt overschreden. Als u een MOSFET in geleiding stuurt valt de drain/source-spanning terug tot een zeer lage waarde en de AAN-weerstand wordt simpelweg gedefinieerd door de wet van Ohm, dus spanning gedeeld door stroom:

$R_{DS(on)} = V_{DS(on)} / I_D$

Het vermogen dat in de MOSFET wordt gedissipeerd wordt dan uiteraard gegeven door de bekende formule:

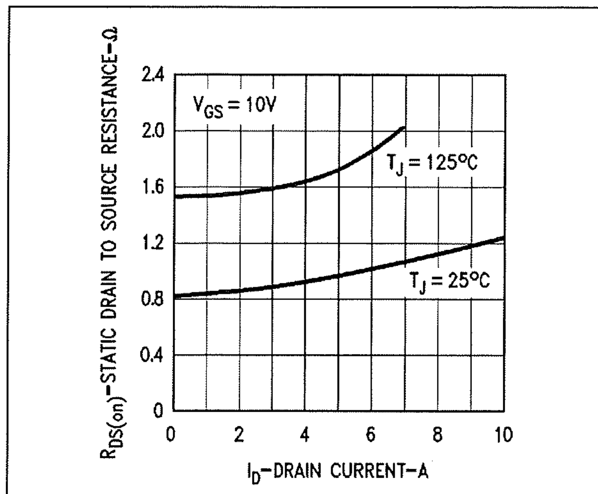
$P_C = I^2_{D(RMS)} * R_{DS(on)}$

Om de AAN-weerstand te minimaliseren moet u de gate/source-spanning zo instellen dat de halfgeleider in ieder geval in het lineaire deel van de grafiek van figuur 3/3.9.1-9 blijft werken. Bij de MOSFET's van de reeks IRFxxx moet u rekening houden met een stuurspanning van ongeveer 10 V. Om u een idee te geven van de waarde van de AAN-weerstand is in de grafiek van figuur 3/3.9.1-16 deze grootheid uitgezet in functie van de drainstroom voor een IRF330. Merk op dat de inwendige weerstand stijgt als de temperatuur toeneemt, niet verbazingwekkend, immers het materiaal heeft een positieve temperatuurscoëfficiënt.

Parallel schakelen van MOSFET's

Het feit dat de AAN-weerstand stijgt als de drainstroom toeneemt heeft een groot voordeel. U kunt diverse MOSFET's parallel schakelen zonder speciale maatregelen te moeten treffen. U weet wellicht dat als u bipolaire transistoren parallel schakelt u kleine weerstanden in de emitters moet opnemen om de stroom evenredig over de parallel geschakelde transistoren te verdelen.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-16: Het verloop van de AAN-weerstand in functie van de drainstroom en voor twee verschillende temperaturen.

Bij MOSFET's hoeft dit niet, want als één van de MOSFET's meer stroom zou gaan trekken, dan neemt zijn AAN-weerstand toe, met als gevolg dat de overige MOSFET's meer stroom toegedeeld krijgen. Het systeem zorgt zélf automatisch voor een goede stroomverdeling.

Transconductantie g_{fs}

Een MOSFET is een spanningsgestuurde versterker, net zoals een ouderwetse buis. Vandaar dat voor een MOSFET het ouderwetse begrip transconductantie weer actueel wordt. De transconductantie g_{fs} oftewel de geleiding is een grootheid die in Siemens wordt uitgedrukt en gelijk is aan de stroomvariatie gedeeld door de spanningsvariatie. In formulevorm:

$$g_{fs} = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$$

Uit deze formule volgt dat de Siemens gelijk is aan de A/V.
De transconductantie van een MOSFET is afhankelijk van het instellingspunt. De transconductantie is 0 S als de gate/source-spanning kleiner is dan de threshold en stijgt naar een bepaalde eindige waarde als de MOSFET volledig in stroomverzadiging wordt gestuurd. In de meeste gevallen wordt de transconductantie gespecificeerd bij een drain/source-spanning van 20 V en bij een drainstroom van de helft van de maximale waarde. De transconductantie is een belangrijke grootheid bij het ontwerpen van lineaire versterkers, maar heeft geen enkele betekenis bij het ontwerpen van schakelende applicaties.

Gate besturing

Inleiding

De gate besturing van een MOSFET beinvloedt het gedrag van het onderdeel en de vermogensdissipatie in hoge mate. Er is geen sprake van een standaardbesturing, maar een besturing die afhankelijk is van de schakeling waarin de MOSFET wordt toegepast. Als u de MOSFET toepast voor het aansturen van ohmse belastingen dan worden er niet zo'n hoge eisen gesteld aan de gate besturing. Het enige waar u dan op moet letten is dat de spanning tussen gate en source een paar volt hoger is dan de threshold spanning. Als u de MOSFET echter toepast in een inverter die op 200 kHz werkt, dan moet u de nodige aandacht besteden aan de besturing van het onderdeel.

Schakelverliezen

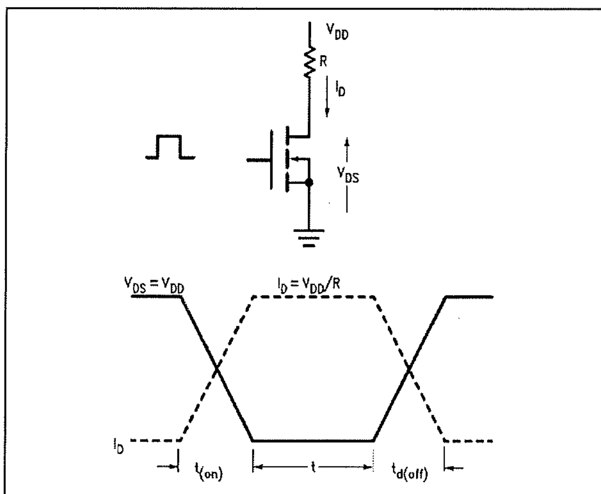
Het omschakelen van UIT naar AAN en vice versa gaat natuurlijk niet in een oneindig kleine tijd. Gedurende deze omschakeltijd heeft de MOSFET een vrij hoge inwendige weerstand en vloeit er

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

stroom door het onderdeel. Er wordt dus vermogen gedissipeerd en dit vermogen noemt men "de schakelverliezen". De schakelverliezen zijn in hoge mate afhankelijk van het verloop van de spanning tussen drain en source. Dit verloop is, op haar beurt, weer afhankelijk van het soort belasting dat de MOSFET moet schakelen.

Schakelverliezen bij ohmse belasting

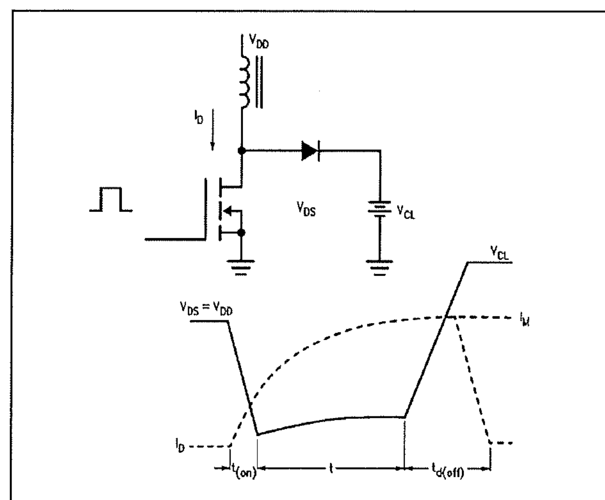
In figuur 3/3.9.1-17 is de situatie getekend als u de MOSFET een zuiver ohmse belasting laat schakelen. Zowel de stroom I_D als de spanning V_{DS} verlopen heel netjes, dus min of meer trapeziumvormig. De schakelverliezen tijdens $t_{(on)}$ en $t_{(off)}$ zijn minimaal.



Figuur 3/3.9.1-17: De schakelverliezen bij zuiver ohmse belasting.

Schakelverliezen bij inductieve belasting

In figuur 3/3.9.1-18 is de situatie geschetst die ontstaat als u een MOSFET een spoel laat schakelen. Een spoel verzet zich tegen iedere stroomvariatie, het gevolg is dat de drainstroom langzaam opkomt. Bij het uitschakelen van de MOSFET zal de spoel een tegen elektromotorische kracht temk genereren, waardoor de drain/source-spanning zou willen stijgen. Vandaar dat het noodzakelijk is een diode over de MOSFET te schakelen, die via de kathode op een clampspanning V_{CL} staat. De diode zorgt ervoor dat de spanning over de MOSFET nooit hoger kan worden dan de spanning van de clamp, plus de 0,6 V geleidingsspanning van de diode.

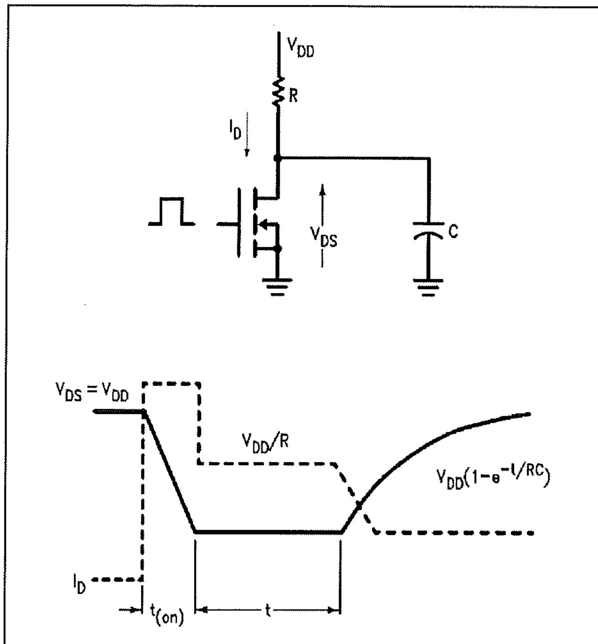


Figuur 3/3.9.1-18: De schakelverliezen bij inductieve belasting.

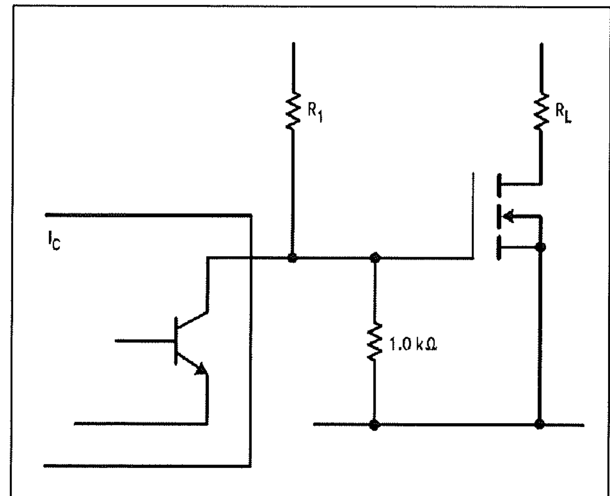
Schakelverliezen bij capacitieve belasting

In figuur 3/3.9.1-19 is de situatie geschetst bij een capacitieve belasting. Bij het naar AAN schakelen van de MOSFET zal de stroom I_D hoog zijn, omdat de condensator C zich via de lage $R_{DS(on)}$ opeens gaat ontladen.
Bij het naar UIT schakelen van de MOSFET zal de spanning V_{DS} volgens een exponentiële wet stijgen, omdat de condensator het plotseling stijgen van deze spanning verhindert.
De condensator zal zich immers via de bekende laadwet en via de tijdconstante $\tau = R * C$ gaan opladen tot de voedingsspanning.

3.9 Fieldeffecttransistor (FET)



Figuur 3/3.9.1-19: De schakelverliezen bij capacitieve belasting.



Figuur 3/3.9.1-20: Het aansturen van een MOSFET uit een open-collector uitgang.

Sturing vanuit open collector uitgangen

De MOSFET wordt spanningsgestuurd en het enige vermogen dat u in de gate moet stoppen wordt bepaald door de energie die noodzakelijk is voor het opladen van de ingangscapaciteit C_{ISS}. Een bipolaire vermogenstransistor kunt u nooit rechtstreeks aansturen vanuit een open-collector schakeling. Als de collectorstroom bijvoorbeeld 10 A bedraagt, dan moet u vaak 2 A in de basis sturen en dat kan een open-collector trap uiteraard niet leveren. MOSFET's kunt u evenwel volgens het schema van figuur 3/3.9.1-20 zonder enig probleem rechtstreeks uit een open-collector uitgang van een IC aansturen. De inschakeltijd wordt hoofdzakelijk bepaald door de waarde van de externe weerstand R1. Hoe kleiner deze weerstand, hoe sneller de MOSFET zal schakelen. De waarde van de weerstand wordt echter begrensd door de maximale stroom die u in de open-collector uitgang mag sturen.

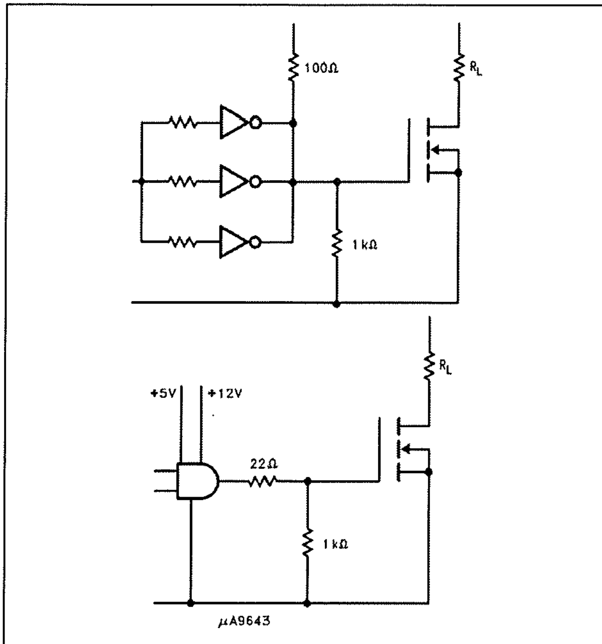
Sturen van een MOSFET uit standaard digitale IC's

Als u een MOSFET uit standaard 5 V TTL stuurt, is het essentieel dat u een open-collector buffer tussenschakelt. De 2,4 V die in worst case de meeste TTL-schakelingen leveren in de "H"-stand is immers niet hoog genoeg om de threshold spanning van de gate met een paar volt te overstijgen. U moet dan de open-collector buffer, volgens figuur 3/3.9.1-20, voeden uit een spanning van minstens 10 V.
Bij het sturen van een MOSFET uit CMOS-schakelingen doen zich geen problemen voor, onder de voorwaarde dat deze schakelingen uit meer dan 5 V worden gevoed. Bij een voedingsspanning van 15 V is u er zeker van dat de hoge uitgang zonder meer groter is dan de threshold spanning van de MOSFET.

Sturen uit interfaces

De meeste interface schakelingen zijn zonder meer in staat de gate van een MOSFET rechtstreeks aan te sturen. In figuur 3/3.9.1-21 ziet u een paar voor-

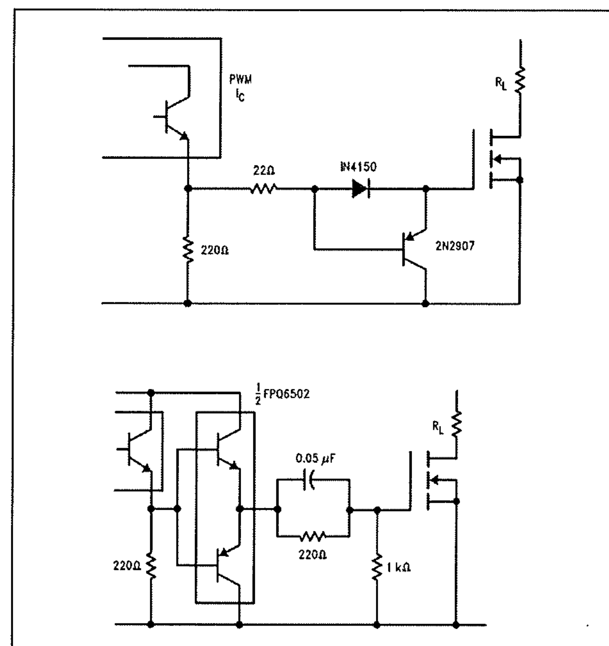
beelden met de bekende interface IC's van de reeks µA96xxx.



Figuur 3/3.9.1-21: Aansturen van MOSFET's uit de bekende interfaces µAxxx.

Aansturen met PWM-schakelingen

In de vermogenselektronica wordt steeds meer gebruik gemaakt van "Pulse Wide Modulation", PWM. Iedere schakelende voeding werkt volgens dit principe. De samenwerking van een dergelijk IC met een MOSFET als vermogensschakelaar vormt een ideale combinatie. Echter, de meeste PWM-IC's hebben een NPN-transistor in de eindtrap. Deze transistor is AAN op het moment dat de MOSFET ook naar AAN moet worden gestuurd. In figuur 3/3.9.1-22 zijn twee typische schakelingen weergegeven, waarmee u uit deze eindtransistor de gate van een MOSFET kunt aansturen. In de onderste schakeling wordt gebruik gemaakt van een condensator van 50 nF over de serieweerstand. Deze condensator zorgt voor een zeer korte schakeltijd van de MOSFET, maar moet wél heel snel opgeladen kunnen worden. De NPN-transistor in de uitgang van het PWM-IC is niet in staat voldoende stroom te leveren. Vandaar dat een speciale symmetrische buffer wordt tussengeschakeld die wordt gekenmerkt door een zeer lage inwendige weerstand. Deze buffer is wél in staat de noodzakelijke grote piekstroom te leveren voor het opladen van de condensator.



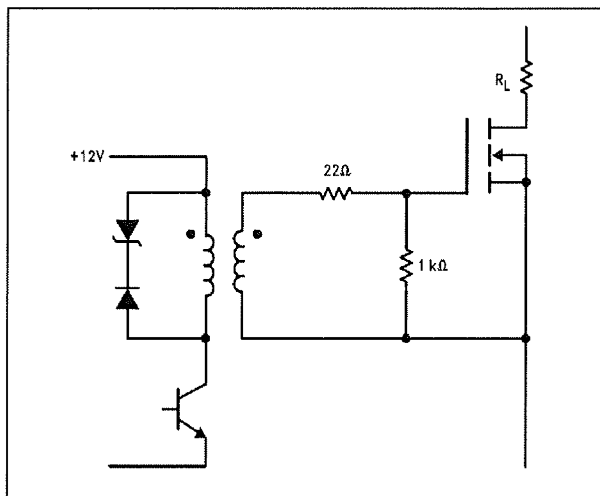
Figuur 3/3.9.1-22: Twee methodes om een MOSFET aan te sturen vanuit de uitgangstrap van een standaard PWM-IC.

Aansturing met pulstransformator

Als u een MOSFET moet aansturen vanuit een pulstransformator, zoals vaak in de voedingselektronica wordt gebruikt, kunt u het schema van figuur 3/3.9.1-23 toepassen. De twee dioden over de primaire van de trafo zijn noodzakelijk voor het onderdrukken van de hoge tegen elektromotorische kracht temk en voor het snel demagnetiseren van de kern van

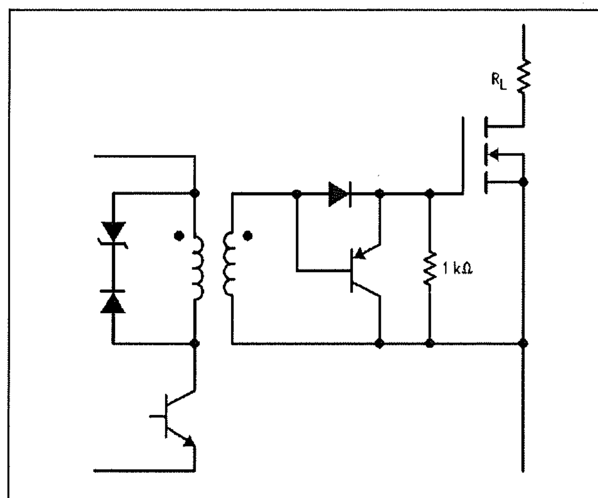
3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

de trafo. De twee secundaire weerstanden zorgen ervoor dat paracitaire signalen de gate niet in geleiding kunnen sturen.



Figuur 3/3.9.1-23: Het aansturen van een MOSFET uit een pulstransformator.

In figuur 3/3.9.1-24 is een alternatieve schakeling getekend die ervoor zorgt dat uw MOSFET sneller naar UIT schakelt. De transistor gaat geleiden als op de secundaire van de trafo de restanten van de temk ontstaan en sluiten deze kort, waardoor de gate van de MOSFET er geen last van heeft.



Figuur 3/3.9.1-24: Een alternatieve besturing uit een pulstrafo met een extra transistor die de UIT-tijd verkort.

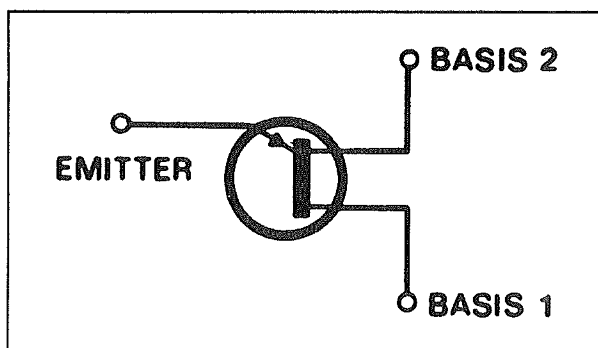
3.9 Fieldeffecttransistor (FET)

3/3.10
UJT en PUT

UJT

Wat is een UJT?

UJT is het letterwoord voor "**unijunction** transistor", hetgeen in het Nederlands betekent: transistor met slechts één sperlaag. Het symbool van een UJT is in figuur 3/3.10-1 gegeven. Het onderdeel heeft een aansluiting die E (emitter) wordt genoemd en verder twee B-aansluitingen (basissen) met als benaming B1 en B2. Zoals uit figuur 3/3.10-2 blijkt, is een UJT opgebouwd uit slechts één halfgeleidende overgang, tussen de E en het materiaal van de twee B-aansluitingen.



Figuur 3/3.10-1: Het symbool van een UJT.

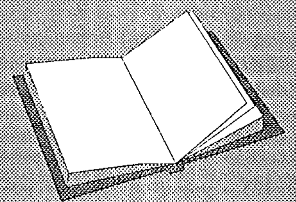
Vervangingsschema

Voor een beter begrip van de werking is figuur 3/3.10-3 belangrijk, want daarin is het vervangingsschema van een UJT getekend. Dit bestaat uit één diode (vandaar de naam UJT) en twee weerstanden. B1 wordt gewoonlijk aan de negatieve pool van een spanningsbron aangesloten, B2 aan de positieve.
Als men nu de emitteraansluiting open laat, werken de beide interne weerstanden als een gewone spanningsdeler. De totale waarde van beide weerstanden bedraagt ongeveer 5 tot 10 kΩ. Legt men nu op de emitter een spanning aan, die groter is dan de spanning op het knooppunt van de beide weerstanden en de diode, dan ontstaat het UJT-effect: weerstand R_{B1} wordt dan tot vrijwel nul gereduceerd en het knooppunt van de beide weerstanden komt aan het meest negatieve potentiaal te liggen.

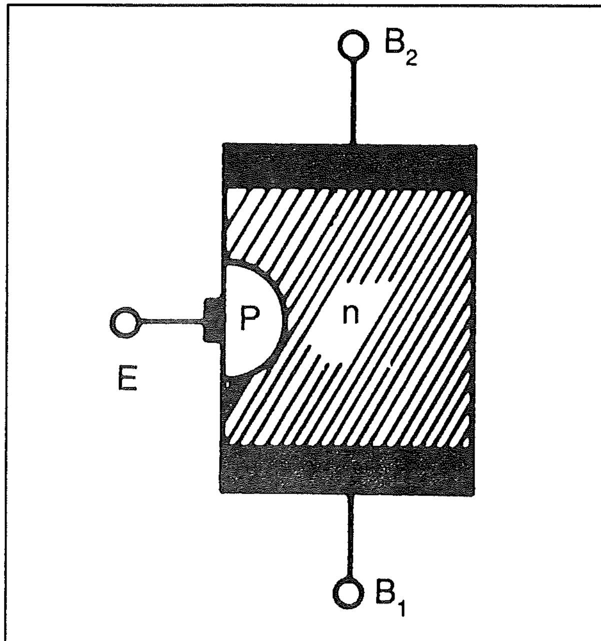
Praktisch voorbeeld

Wat men met deze eigenschap van een UJT in de praktijk kan beginnen kan het best uit de doeken worden gedaan aan de hand van een praktische schakeling. Deze is in figuur 3/3.10-4 gegeven.

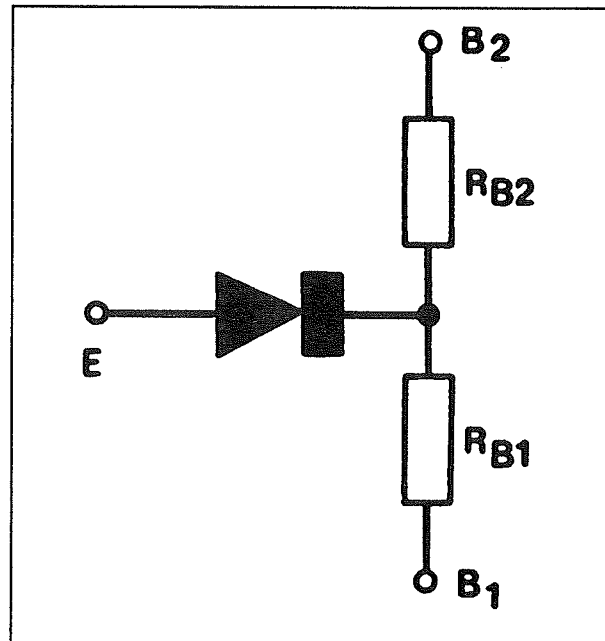
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.14



3.10 UJT en PUT

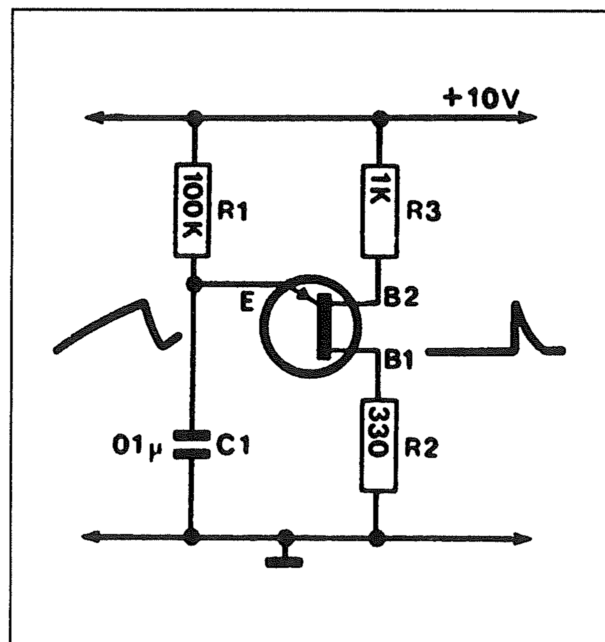


Figuur 3/3.10-2: De samenstelling van een UJT.



Figuur 3/3.10-3: Het vervangingsschema van een UJT bestaan uit slechts één diode en twee weerstanden.

Op de emitter is een condensator C1 aangesloten, die via een weerstand R1 van 100 kΩ uit de positieve voedingsspanning wordt opgeladen. De condensator gaat dus langzaam opladen van 0 V naar de waarde van de positieve voedingsspanning, in dit geval 10 V. Bereikt de spanning op de condensator de spanning op het knooppunt van de beide interne weerstanden R_{B1} en R_{B2}, dan wordt de weerstand tussen E en B1 vrijwel gelijk aan nul. De condensator zal zich nu snel ontladen via E, B1 en de weerstand R2 van 330 Ω. Als de condensator ontladen is, kan er geen stroom meer door de emitter lopen, waardoor R_{B1} weer zijn gewone waarde aanneemt.
De condensator kan zich weer opladen en hetzelfde spelletje herhaalt zich weer. De 330 Ω weerstand in de B1-aansluiting dient alleen maar om de emitterstroom te begrenzen. Tijdens de ontlading van de condensator ontstaat over de weerstand een naaldvormige impuls.



Figuur 3/3.10-4: Aan de hand van deze toepassing wordt de werking van de UJT beschreven.

3.10 UJT en PUT

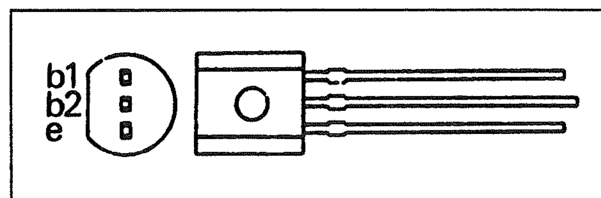
Op de condensator zélf is een zaagtandvormige spanning beschikbaar als gevolg van de langzame op- en snelle ontlading van de condensator.

De η-factor
De triggerspanning van de UJT wordt bepaald door de verhouding van de beide weerstanden uit figuur 3/3.10-3. Deze zogenoemde η-faktor (Griekse letter èta) geeft aan, bij welk deel van de voedingsspanning de UJT zal triggeren.

Opmerking
Het grote voordeel van de UJT is dus dat men er op een heel eenvoudige manier een praktisch bruikbare laagfrequent oscillator mee kan maken. Vergeleken met de standaard schakeling met een timer van het type 555 bespaart men een paar onderdelen. Overigens dient wel te worden opgemerkt, dat men de UJT vrijwel alleen in een schakeling aantreft, zoals die in figuur 3/3.10-4 is weergegeven. Andere toepassingen zijn er nauwelijks te verzinnen voor dit onderdeel!

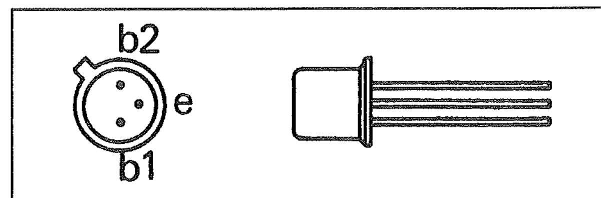
Beschikbare typen
Er zijn niet erg veel fabrikanten die UJT's op de markt brengen. In de twee volgende paragraafjes worden de twee typen beschreven, die men het vaakst in (oude) zelfbouwschakelingen in de internationale elektronica litteratuur zal aantreffen.

De TIS43
De TIS43 is een PN silicium uni-junction transistor voor toepassingen in laagfrequent impulsgeneratoren en stuurkringen voor triac's.
- Behuizing:
  TO-92(B)
- Aansluitgegevens:
  figuur 3/3.10-5
- Maximale basis1/basis2 spanning:
  30 V
- Maximale continue emitterstroom:
  50 mA
- Maximale piek emitterstroom:
  1 A
- η-factor:
  0,55 - 0,82
- Maximaal vermogen:
  360 mW



Figuur 3/3.10-5: Aansluitgegevens TIS43.

2N2646
De 2N2646 is een PN silicium uni-junction transistor voor toepassingen in LF impulsgeneratoren en stuurkringen voor triac's.
- Behuizing:
  TO-18(A)
- Aansluitgegevens:
  figuur 3/3.10-6
- Maximale basis1/basis2 spanning:
  35 V
- Maximale continue emitter stroom:
  50 mA
- Maximale piek emitterstroom:
  2 A
- η-factor:
  0,56 - 0,75
- Maximaal vermogen:
  300 mW

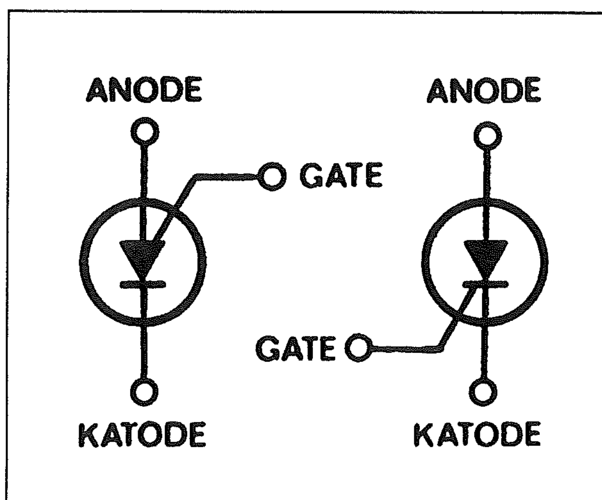


Figuur 3/3.10-6: Aansluitgegevens 2N2646.

PUT

Wat is een PUT?

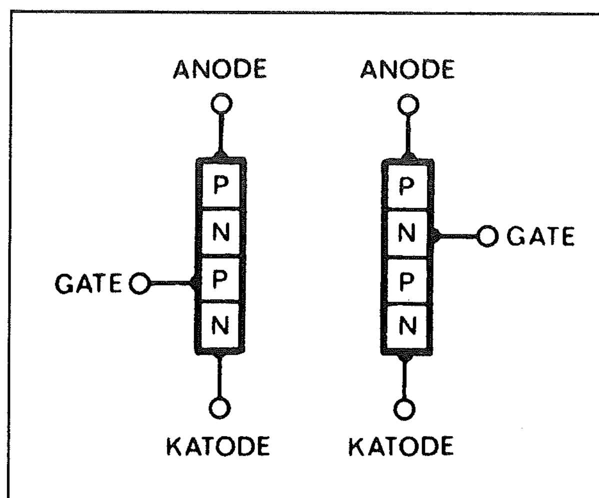
Een PUT is in feite een onderdeel, dat bijna buiten bespreking in dit naslagwerk zou moeten vallen, omdat het toepassingsgebied relatief beperkt is. Omdat de werking echter nauw aansluit bij die van de UJT, is het toch wel de moeite waard er iets over te vertellen. PUT is een afkorting en staat voor de Engelse woorden "programmable uni-junction transistor", een benaming die weinig toelichting behoeft. In de inleiding werd al aangestipt dat de PUT in zijn gedrag en werking een vrij sterke overeenkomst vertoont met dat van de UJT. Qua opbouw is de PUT echter vrij sterk verschillend van de UJT. De opbouw is namelijk sterk overeenkomstig met die van de thyristor. Allereerst even het symbool van de PUT, dat is in figuur 3/3.10-7 links weergegeven. In dezelfde figuur is tevens het thyristorsymbool getekend (rechts) om de treffende gelijkenis duidelijk te laten uitkomen.



Figuur 3/3.10-7: Vergelijking van de symbolen van PUT (links) en van thyristor (rechts).

Samenstelling

Ook de PUT bezit een stuurelektrode maar die zit, in tegenstelling tot die van de thyristor, aan de anodekant van de diode. Figuur 3/3.10-8 geeft de opbouw van de halfgeleiderlagen in een thyristor en een PUT weer. De vierlagen structuur van de thyristor kan worden ontleed in twee drielagen structuren, die uiteindelijk twee transistoren voorstellen, die op een speciale manier met elkaar gekoppeld zijn. Welnu, voor de PUT gaat een vrijwel identieke redenering op. Figuur 3/3.10-9 geeft hierover aanschouwelijke informatie. Ook in deze figuur dringt zich weer de vergelijking met de thyristor op.

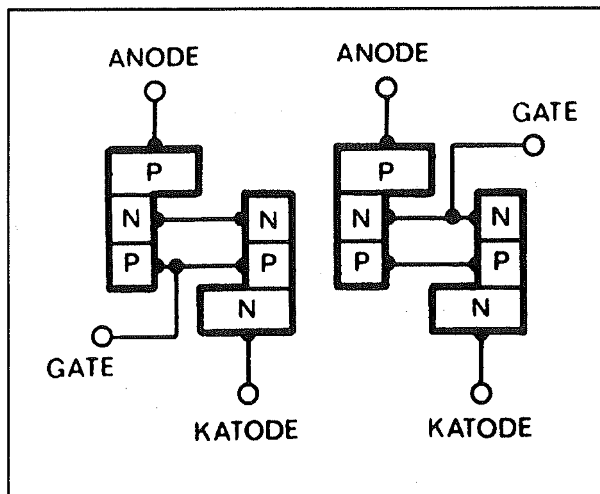


Figuur 3/3.10-8: De lagenstructuren van thyristor (links) en PUT (rechts) vergeleken.

Doormidden delen van de beide middelste lagen levert de beide gewenste drielagen structuren op. Het verschil zit 'm alleen in de aansluiting van de gate (=poort) elektrode. Die zit bij de thyristor aan de derde (p) laag en bij de PUT aan de tweede (n) laag. Zoals geschreven vormen de beide stukken van drie lagen telkens twee transistoren. Hoe dat er in de vorm van een elektrisch schema uitziet, is

3.10 UJT en PUT

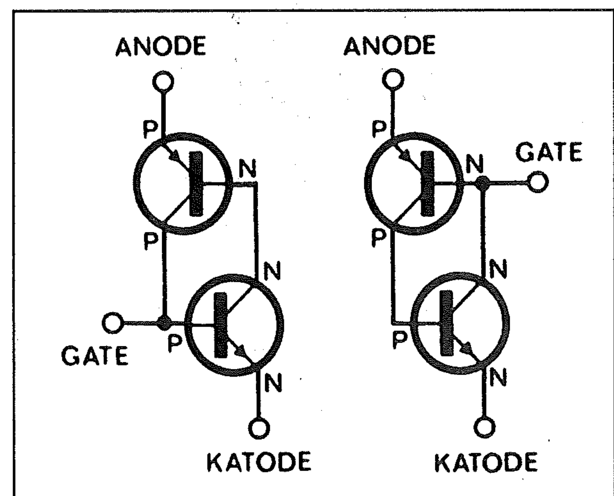
op te maken uit figuur 3/3.10-10, waarbij de thyristor weer als vergelijkingsmateriaal is opgevoerd.



Figuur 3/3.10-9: Zowel thyristor (links) als PUT (rechts) kunnen (denkbeeldig) worden opgesplitst in twee drielagen structuren.

Werking

Een thyristor wordt in geleiding gebracht, door de onderste transistor (npn) open te sturen door een spanning tussen gate en kathode aan te leggen. Er ontstaat dan een soort van lawine-effect, doordat beide transistoren elkaar in geleiding houden. Bij de PUT gebeurt iets analoogs. Hier wordt echter niet de onderste, maar de bovenste (pnp) transistor open gestuurd. Hoe dat gebeurt kan het best worden verklaard aan de hand van figuur 3/3.10-11, waarin de stroomloop door de PUT met twee pijlen is aangegeven. De anode is aangesloten op de plus van de batterij, de kathode op de min. De pn-overgang tussen anode is in feite niets meer dan de gewone basis-emitter diode van een transistor. Laat men er in de richting van de emitterpijl een stroom doorheen lopen, dan gaat de transistor T1 open. Om dit te doen, is het voldoende om een spanningsverschil van 0,5 á 0,6 V aan te leggen tussen de gate (basis van T1) en de anode (emitter van T2). Gaat T1 open, dan zal er ook een stroom door diens collector gaan lopen, maar die stroom kan nergens anders naar toe dan naar de basis van T2. Die basisstroom van T2 zorgt ervoor, dat ook die transistor open gaat. Maar, zoals uit figuur 3/3.10-11 blijkt, de collector van T2 is op zijn beurt weer verbonden met de basis van T1, zodat de basisstroom van T2 de richting van de rechter pijl volgt. Ook hier ontstaat dus het bekende lawine-effekt, dat zowel T1 als T2 in verzadiging stuurt en ervoor zorgt dat er tussen anode en kathode een lage weerstand ontstaat (doorgaans is deze weerstand 3 Ω of lager).



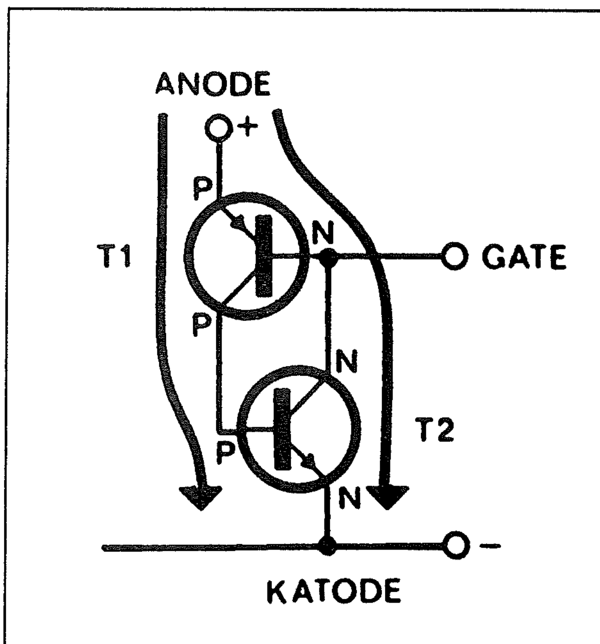
Figuur 3/3.10-10: De drielagen structuren kunnen worden voorgesteld door een stel complementaire transistoren: links voor de thyristor, rechts voor de PUT.

Toepassingen

Na deze korte uiteenzetting van de werking zou men verwachten, dat een PUT dezelfde enorme vermogens zou kunnen schakelen als een thyristor. Toch is dat niet zo, voornamelijk vanwege technolo-

3.10 UJT en PUT

gische redenen die samenhangen met het diffusieproces dat noodzakelijk is om dit type halfgeleider te vervaardigen. Daarom ziet men de PUT meestal toegepast als een veredelde UJT. Desondanks biedt de PUT door zijn speciale eigenschappen de mogelijkheid om bepaalde schakelingen verrassend eenvoudig te houden.



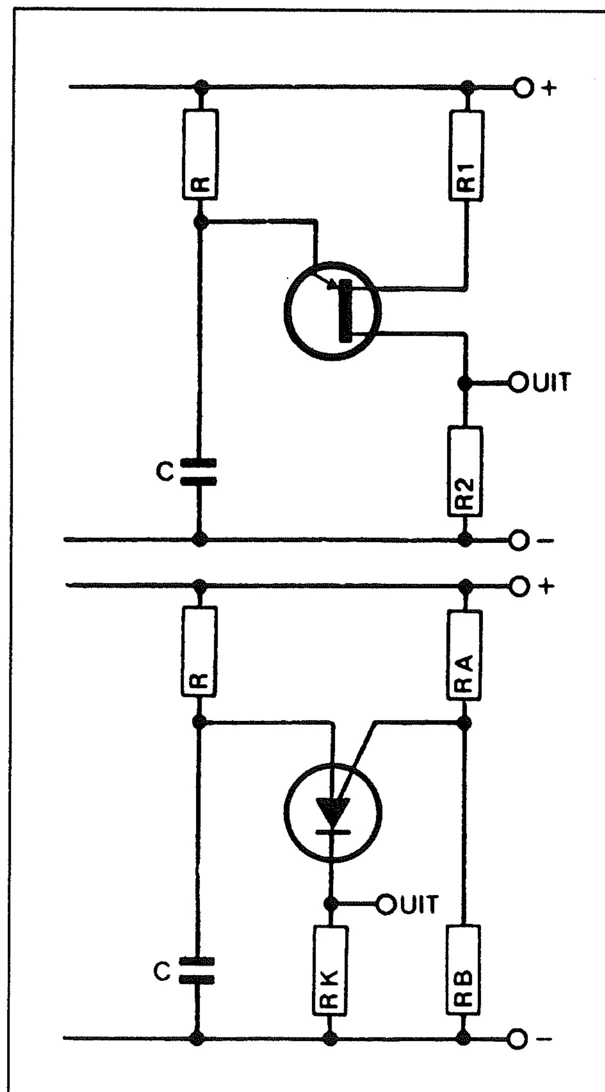
Figuur 3/3.10-11: De twee pijlen geven de stroomrichtingen aan van de stromen door een geleidende PUT.

De PUT als UJT

In figuur 3/3.10-12 zijn ter vergelijking de twee oscillatoren getekend, boven die met een UJT, onder die met een PUT. Bij de bespreking van de UJT werd al duidelijk dat de UJT triggert (open gaat), wanneer de spanning op diens emitter een waarde heeft bereikt die gelijk is aan een vast percentage van de voedingsspanning. Dit percentage ligt tussen de 50 en 70 %. Deze waarde is onveranderlijk en ligt besloten in het type UJT. Nu blijkt meteen waarom men de naam "programmeerbare" UJT voor de PUT heeft gekozen, want men kan bij de PUT de triggerspanning op een willekeurig punt vastleggen en wel door twee externe weerstanden. In het onderste schema van figuur 3/3.10-12 zijn dat de weerstanden RA en RB. De triggerspanning wordt bepaald door de eenvoudige formule:

$$\eta = RB/(RA + RB) \ (x100\ \%)$$

Als RA gelijk is aan RB, dan is η dus gelijk aan 50 % van de voedingsspanning.



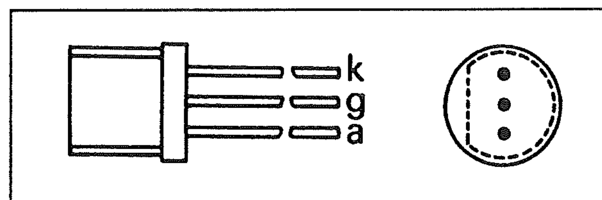
Figuur 3/3.10-12: Vergelijking van de basisschakeling rond een UJT (boven) en een PUT (onder).

3.10 UJT en PUT

De werking van de schakeling is als volgt: via weerstand R laadt de condensator C zich langzaam op. De spanning op C neemt dus toe, totdat die gelijk wordt aan de triggerspanning. Op dat moment gaat de PUT open. De condensator C gaat zich nu snel ontladen via de PUT en diens kleine kathodeweerstand RK. Over RK ontstaat door de ontlaadstroom een puls. Deze puls kan als uitgangssignaal worden gebruikt van de PUT-oscillator.

D13T1 en 2N6027
Beide gelijkwaardige halfgeleiders zijn silicium PNPN programmeerbare uni-junction transistoren voor universeel gebruik.
- Behuizing:
  TO-98
- Aansluitgegevens:
  figuur 3/3.10-13
- Maximale anode-kathode spanning:
  40 V
- Maximale continue anodestroom:
  150 mA
- Maximale piek anodestroom:
  1 A
- Minimale noodzakelijke anodestroom voor het starten van het lawine-effekt:
  2 µA
- Maximale gatestroom:
  20 mA
- Maximaal vermogen:
  300 mW

D13T2 en 2N6028
Ook dit zijn gelijkwaardige silicium PNPN programmeerbare uni-junction transistoren voor toepassingen in tijdschakelingen waarbij lange perioden moeten worden gerealiseerd. In feite zijn dit uitgeselecteerde versies van de D13T1 en 2N6027, waarbij als selectiecriterium een zo laag mogelijke minimale anodestroom voor ontsteking geldt.
- Behuizing:
  TO-98
- Aansluitgegevens:
  figuur 3/3.10-13
- Maximale anode-kathode spanning:
  40 V
- Maximale continue anodestroom:
  150 mA
- Maximale piek anodestroom:
  1 A
- Minimale noodzakelijke anodestroom voor het starten van het lawine-effekt:
  150 nA
- Maximale gatestroom:
  20 mA
- Maximaal vermogen:
  300 mW



Figuur 3/3.10-13: Aansluitgegevens van de D13T1, D13T2, 2N6027 en 2N6028.

3.10 UJT en PUT

3/3.11

Infrarode convertors en beeldversterkers

Inleiding

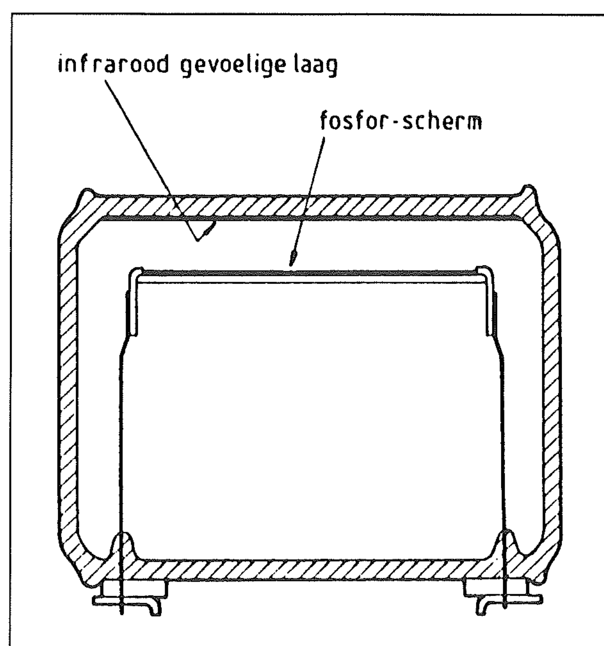
Kijken in het donker!
Iedereen zal zich de indrukwekkende beelden herinneren, door CNN rechtstreeks uitgezonden, van het bombardement op Bagdad door de Amerikaanse luchtmacht bij het begin van de Golfoorlog. Het vreemde was dat die beelden groen waren. Geen gevolg van een slechte verbinding of van andere technische problemen, maar van het feit dat die beelden werden opgenomen met een infrarode beeldversterker. Het bombardement werd immers 's nachts uitgevoerd en met een normale TV-camera zou er weinig te zien zijn geweest. Die beeldversterker was in staat de nachtelijke infrarode straling, waar het menselijke oog niet gevoelig voor is, om te zetten in groen zichtbaar licht.
Dergelijke apparaten werken met infrarode convertors, tot voor kort typisch militaire speeltjes. Maar tegenwoordig wordt dit soort apparaten ook gebruikt in het wetenschappelijk onderzoek, in fotolaboratoria, bij het opsporen van vervalsingen, bij het bewaken van objecten en zelfs bij natuurfotografie.

Ook geschikt voor doe-het-zelf toepassingen
Door de internationale ontspanning beginnen de Westerse legers oude voorraden af te bouwen. Op deze manier komen ook heel wat zeer speciale elektronische onderdelen in de dump terecht. Zo ook infrarode convertors en beeldversterkers. Deze onderdelen kostten nieuw tussen 2.000 en 10.000 gulden.
Nu zijn eenvoudige infrarode convertors in de dump te koop voor prijzen tussen 200 en 500 gulden! "Kijken in het donker" wordt dus een interessant terrein voor de hobbyist die eens wat anders wil beleven. In dit hoofdstuk worden de principes, technieken en schakelingen van infrarode convertors en beeldversterkers beschreven en worden enige zelfbouwtips aan de hand gedaan.

Infrarode convertors

Het principe
Infrarode convertors zetten onzichtbare infrarode straling om in elektronen die worden versneld. De versnelde elektronen worden weer omgezet in licht, maar nu licht dat zichtbaar is voor de mens. Er is van eigenlijke beeldversterking dus geen sprake. Het principe van een infrarode convertor is eigenlijk erg eenvoudig. Zoals uit figuur 3/3.11-1 blijkt, bestaat het onderdeel uit een glazen luchtledige cilinder. Op één binnenwand van de cilinder is een infrarood gevoelige laag aange-

bracht. Dit noemt men de kathode van de buis.

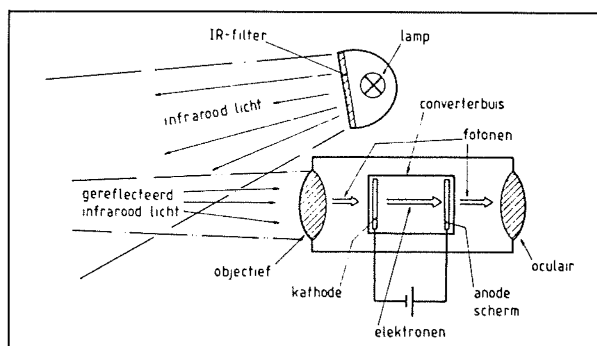


Figuur 3/3.11-1: Doorsnede door een eerste generatie infrarode convertor.

De laag bestaat uit een bepaald zilvercaesium oxyde, aangeduid met de naam S1. In de buis is een scherm aangebracht, waarop een fosforiserende laag is aangebracht. Dit noemt men de anode. Tussen de kathode en de anode wordt een gelijkspanning van ongeveer 5.000 V aangebracht. Alle voorwerpen zenden infrarode straling uit, een proces dat ook 's nachts doorgaat. Deze straling treft uiteraard de kathode. De energierijke fotonen uit de straling zullen elektronen los slaan uit de atomen van de oxyde-laag. Nu is het, vanwege bepaalde ingewikkelde fysische redenen, zo dat het materiaal van de kathode het gevoeligst is voor infrarode straling. Deze straling zal dus het meeste elektronen vrijmaken. De elektronen komen in de luchtledige ruimte van de buis onder invloed van het sterke elektrostatisch veld. De anode is positief ten opzichte van de kathode, het gevolg is dat de negatief geladen elektronen gaan versnellen naar de anode. Als zij de anode treffen zullen zij de atomen van de fosforiserende laag in aangeslagen toestand brengen. Het gevolg is dat deze atomen even later licht gaan uitstralen. Ieder invallend elektron wekt dus een klein lichtflitsje op. Nu is het uiteraard de bedoeling dat de lichtopbrengst van de anode zo groot mogelijk is. Experimenten hebben uitgewezen dat het menselijk oog 's nachts het gevoeligst is voor groen licht. Vandaar dat men een fosforiserende laag aanbrengt die P20 wordt genoemd en die groen licht uitstraalt, om precies te zijn met een golflengte van 550 nm.

Actieve nachtkijkers

Met deze eenvoudige buizen is het mogelijk zogenoemde actieve nachtkijkers te vervaardigen. Omdat er geen sprake is van versterking moet de buis echter geholpen worden. Er moet als het ware kunstmatig infrarode straling worden toegevoegd aan het object dat men wil bekijken. Dat kan met de opstelling van figuur 3/3.11-2.

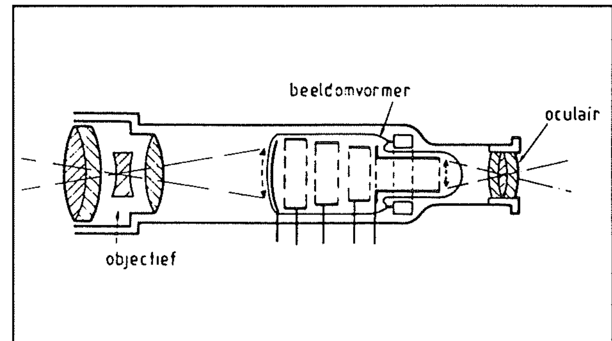


Figuur 3/3.11-2: De samenstelling van een actieve nachtkijker.

De opstelling bestaat uit een lamp, die alleen infrarood licht uitstraalt.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers

Meestal bestaat deze lamp uit een gloeilamp, die afgedekt wordt met een infrarood doorlatend filter. Het door het te observeren voorwerp weerkaatst infrarood licht, plus uiteraard de eigen infrarode straling, wordt opgevangen door een objectief en gefocusseerd op de kathode van de infrarode convertor.
Het groene licht van de anode wordt via een oculair gefocusseerd op een klein oppervlak, zodat men het beeld goed kan waarnemen door het oog tegen het oculair te drukken.



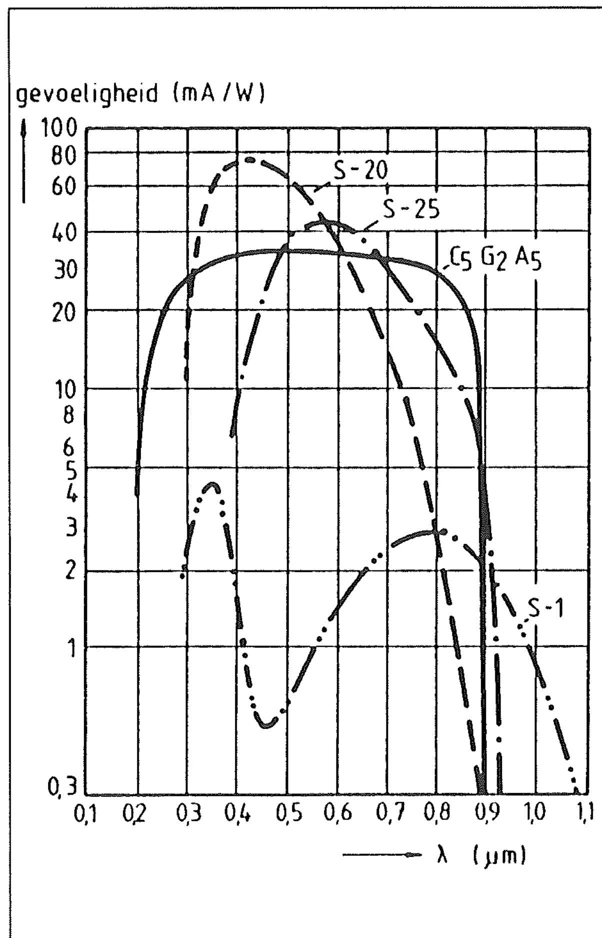
Figuur 3/3.11-3: Een infrarode convertor van de tweede generatie met ingebouwde optica en focusseerelektroden.

Gefocusseerde infrarode convertors
Elektronen zijn allemaal negatief geladen, met als gevolg dat de versnelde elektronenstroom, die van de kathode naar de anode vloeit, steeds breder wordt. De elektronen stoten elkaar immers af. Het gevolg is dat de meeste elektronen niet op de anode terecht komen maar recombineren met atomen in de wand van de buis. Dit verlies kan men compenseren door extra focusseer-elektroden in de buis aan te brengen, net zoals dit in de beeldbuis van een TV gebeurt.
Door deze elektroden op precies berekende spanningen aan te sluiten zullen deze elektroden als een soort elektronische lens gaan werken, waardoor het mogelijk wordt alle uit de kathode ontsnapte elektronen te bundelen op de anode. Op deze manier neemt het rendement van de infrarode convertor aanmerkelijk toe. Bij de tweede generatie convertors treft me dus steeds extra elektroden aan. Bovendien wordt de optica in de meeste gevallen vast in de buis geïntegreerd, zodat het geheel een handig toe te passen onderdeel wordt.
In figuur 3/3.11-3 is een doorsnede getekend van een dergelijke convertor van de tweede generatie.

Om het de gebruiker nog gemakkelijker te maken zijn in sommige uitvoeringen de focusseer-elektroden aangesloten op een interne spanningsdeler tussen de kathode en de anode. Deze spanningsdeler wordt bij de fabricage afgeregeld, zodat het volstaat één hoogspanning van een bepaalde waarde te genereren en deze aan te sluiten tussen de kathode en de anode.

Verbeterde kathode-materialen
Het in de eerste en tweede generatie convertors gebruikte kathode-materiaal S1 heeft een vrij lage gevoeligheid. Door te experimenteren met andere materialen ontdekte men fotogevoelige lagen die veel gevoeliger waren voor de infrarode, maar ook de zichtbare golflengten. Enige van de moderne materialen zijn:
- S20:
  Dit materiaal is ongeveer 20 keer gevoeliger dan S1 en bestaat uit een mengsel van alkaliden.
- S25:
  Dit materiaal bestaat uit een legering van de metalen natrium, kalium, caesium en antimoon. De gevoeligheid is iets lager dan deze van S20, maar ligt meer in het gewenste infrarode gebied.

In figuur 3/3.11-4 wordt de gevoeligheid en de bandbreedte van de meest gebruikte kathode-materialen vergeleken.



Figuur 3/3.11-4: Vergelijking van de gevoeligheden van enige kathode-materialen.

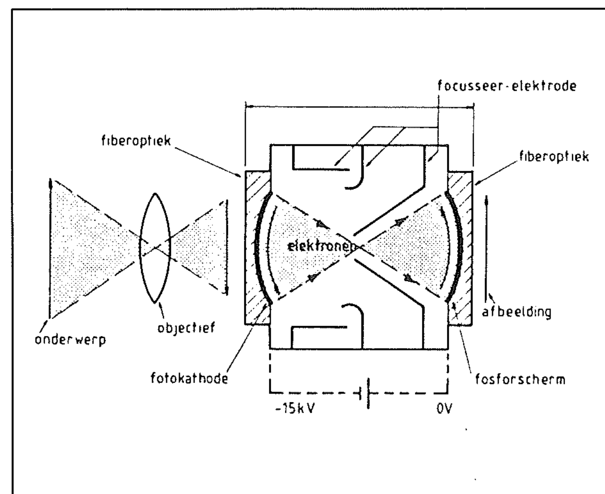
Vergroten van het kathode-oppervlak

Bovendien kon de gevoeligheid van de convertor worden opgevoerd door het oppervlak van de kathode te vergroten. Er wordt dan meer straling ontvangen, er ontstaan meer elektronen die door goede focussatie allemaal op de veel kleinere anode terecht komen.

Infrarode beeldversterkers

Inleiding

De infrarode convertors werken enkeltraps en van eigenlijke fysische versterking is geen sprake. Weliswaar kon men door andere materialen, andere afmetingsverhoudingen en focusseertechnieken de gevoeligheid tot het uiterste opvoeren. Er is echter een geheel nieuwe generatie infrarode convertors ontwikkeld, die gebruik maken van fysische processen die versterken. Vandaar dat deze buizen geen convertors worden genoemd, maar beeldversterkers.



Figuur 3/3.11-5: Een doorsnede door een enkelvoudige glasvezel beeldversterker.

De enkelvoudige glasvezel beeldversterker

De eerste beeldversterker werkt met glasvezels. In figuur 3/3.11-5 is een doorsnede door een dergelijke buis getekend.
De buis heeft nu geen voor- en achterzijde van gewoon glas, maar van een laag evenwijdig lopende glasvezels, die evenwel

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers

lensvormig gebogen worden. Men is er in geslaagd dichtheden te bereiken van één miljoen glasvezels per cm^2.
Deze constructie heeft als groot voordeel dat het licht dat binnenvalt op de voorzijde van de buis door de dunne vezeltjes perfect naar de kleinere kathode van de buis wordt geleid. Hierdoor ontstaat een optische versterking aan de ingang van ongeveer honderd. Het focusseer-systeem in de buis is nu zo ontworpen, dat de elektronen die van de kathode naar de anode stromen de buis diagonaal doorlopen. Het optische beeld dat op de anode ontstaat staat dus op zijn kop! Maar dat komt goed uit, want aan de ingang van de buis wordt een lenzensysteem opgenomen, dat het beeld ook inverteert. De twee inversies heffen elkaar op, zodat men het waargenomen beeld op de anode toch normaal kan bekijken. Het beeld dat op de kleine anode ontstaat wordt weer door een glasvezeloptiek overgedragen naar een waarnemingsscherm. Het nadeel van deze buizen is wel dat er hoogspanningen van ongeveer 15 kV noodzakelijk zijn om het geheel goed te laten werken.
Het grote voordeel van de glasvezel beeldversterker is dat de glasvezels het versterkte beeld projecteren op een soort beeldschermpje en men niet meer gedwongen is door een oculair te kijken.
Dank zij de versterkende werking van het systeem kan men met een enkelvoudige buis al goede waarnemingen verrichten bij het zwakke licht van de maan.

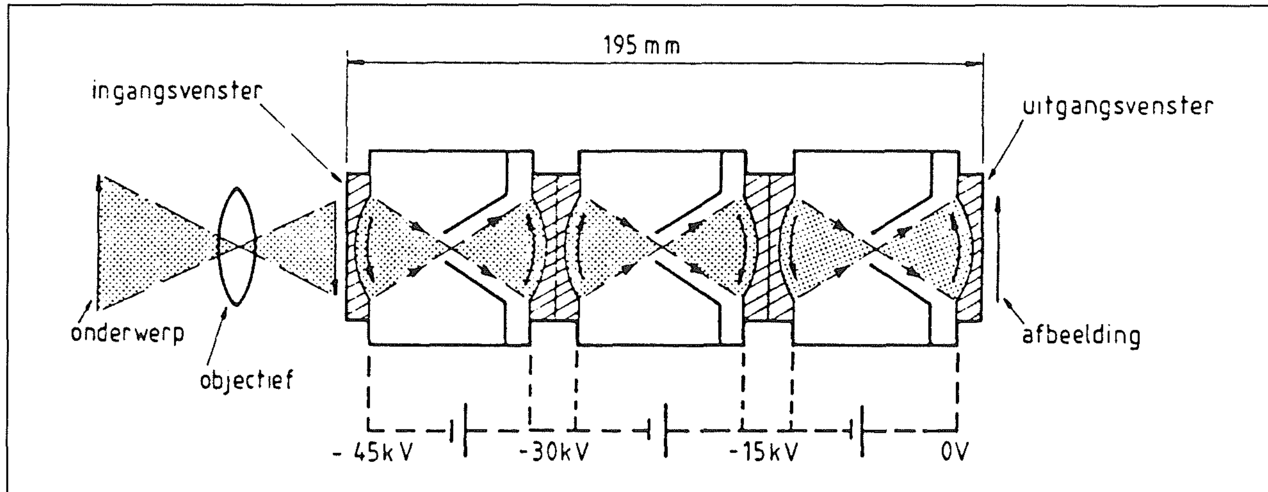
De gecascadeerde glasvezel beeldversterker

Voor waarnemingen in een stikdonkere nacht is de enkelvoudige glasvezel beeldversterker toch nog niet geschikt. Bij een maanloze, bewolkte nacht is de intensiteit van het op aarde invallende licht ongeveer 30.000 keer lager dan bij een heldere nacht met volle maan. Maar, de mensheid is slim en dus kwam men al snel op het idee om twee of drie glasvezel beeldversterkers achter elkaar te schakelen. Op deze manier ontstaat de gecascadeerde opstelling die in figuur 3/3.11-6 geschetst is.
De glasvezeloptieken worden rechtstreeks gekoppeld, zodat bij de koppelpunten tussen de systemen absoluut geen lichtverlies kan optreden. Op deze manier kan men beeldversterkers ontwerpen die het invallende licht niet minder dan 50.000 keer versterken. Wel wordt de spanning die men nodig heeft om het systeem te laten werken steeds groter. Bij een drietraps cascade heeft men spanningen van ongeveer 50.000 V nodig!
Er ontstaat bij dergelijke versterkingen echter een groot probleem. Als het geobserveerde beeld te lichtsterk is wordt het gehele systeem volledig overstuurd, waardoor beschadigingen aan de anode- en kathode-lagen kunnen optreden. Men kan dit probleem oplossen door de hoogspanning automatisch te verkleinen als de buis te veel stroom zou trekken. De versterking van het systeem gaat dan weliswaar dalen, maar ook de opgenomen stroom waardoor laagbeschadigingen worden voorkomen.

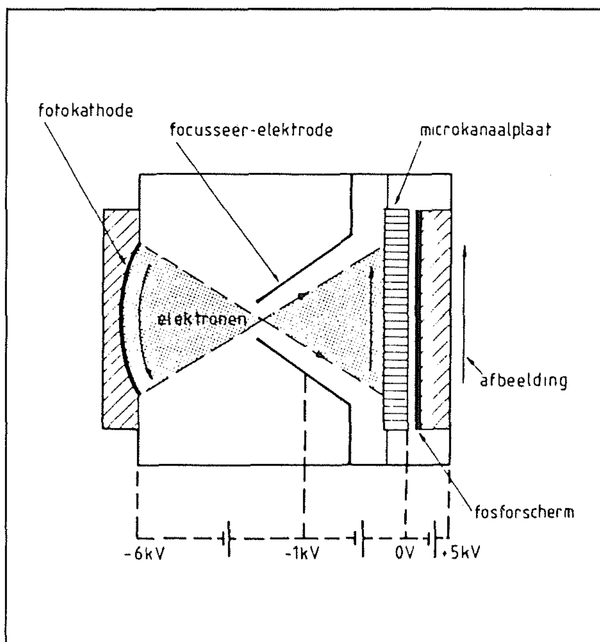
De microkanaalplaat beeldversterker

Een volgende ontwikkeling was de introductie van de zogenoemde "microkanaalplaat" beeldversterkers.
Deze microkanaalplaat wordt, zie figuur 3/3.11-7, opgesteld voor de fosforlaag van de anode.
Deze plaat bestaat uit een ongeveer 1 mm dikke schijf van een bepaald geleidend materiaal, waarin een groot aantal zeer dunne gaatjes zijn geëtst.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers

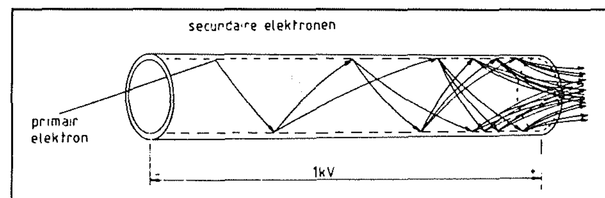


Figuur 3/3.11-6: De samenstelling van een gecascadeerde glasvezel beeldversterker.



Figuur 3/3.11-7: Samenstelling van een microkanaalplaat beeldversterker.

De diameter van de gaatjes bedraagt ongeveer 0,01 mm en de wanddikte tussen twee naast elkaar aangebrachte gaatjes is slechts 0,002 mm. Over de plaat wordt een spanning van ongeveer 1.000 V gezet. De elektronen, die via de focusseer-elektroden van de kathode komen zullen in de meeste gevallen invallen in zo'n micro-gat van de kanaalplaat.



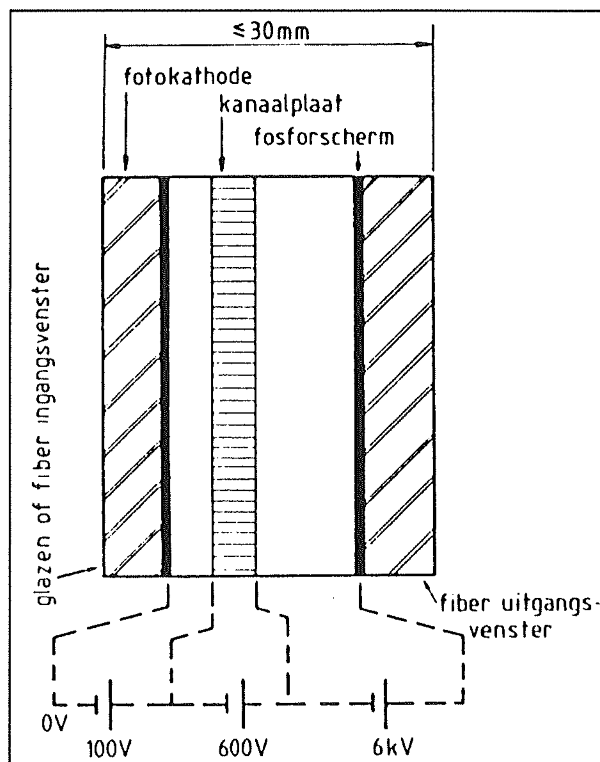
Figuur 3/3.11-8: Secundaire elektronen-emissie in de microkanaalplaat.

Het proces dat dan in de plaat ontstaat is getekend in figuur 3/3.11-8.
Een invallend elektron zal in de meeste gevallen niet in de lengte-as van een micro-gat op de plaat invallen. Het gevolg is dat het elektron tegen de wand van het micro-gat botst. Hierdoor worden enige secundaire elektronen uit de wand vrijgemaakt, die hun weg door het micro-gat vervolgen. Maar ieder secundair elektron zal wel weer met de wand van het micro-gat botsen. Bij iedere botsing komen dus weer secundaire elektronen vrij. Het gevolg is dat er een lawine-effect ontstaat en dat het ene invallend elektron tussen de 100 en de 2.000 secundaire elektronen genereert.
Die hoeveelheid is afhankelijk van de gelijkspanning die men over de microkanaalplaat aanbrengt.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers

De secundaire elektronen vallen in op de anode en worden daar op de beschreven manier omgezet in zichtbare fotonen.
Het grote voordeel van de microkanaalplaat beeldversterker is dat er een soort automatische versterkingsregeling aanwezig is. Een micro-gat uit de microkanaalplaat kan slechts een bepaald aantal secundaire elektronen genereren. Hierdoor kan men oversturing van het systeem zonder moelijke regelschakelingen voorkomen.

De proximity beeldversterker
Er ontstond grote behoefte aan kleine beeldversterkers, die men bijvoorbeeld in een bril kon monteren. Hierin slaagde men door de microkanaalplaat niet in de buurt van de anode, maar in de buurt van de kathode te monteren, zie figuur 3/3.11-9.



Figuur 3/3.11-9: Doorsnede door een proximity beeldversterker.

Doordat de afmetingen van de buis nu veel kleiner kunnen zijn kan men zonder extra focusseer-elektroden toch een voldoende bundeling van de elektronenstroom verkrijgen. De bundeling wordt nu namelijk verzorgd door een bepaalde spanningsverdeling tussen de kathode, de microkanaalplaat en de anode.
De proximity beeldversterkers hebben een versterking van ongeveer 15.000, hetgeen natuurlijk veel minder is dan de 50.000 van de gewone microkanaalplaat beeldversterkers. Maar de gehele buis is nu slechts 3 cm lang, zodat men er zonder veel moeite in slaagt het geheel in een bril te verwerken.

De $C_5G_2A_5$ beeldversterkers
Tot slot is men er in geslaagd de specificaties van de beeldversterker nog te verbeteren door een geheel nieuw halfgeleidend materiaal als gevoelige laag voor de kathode toe te passen. Dit materiaal, met als chemische formule $C_5G_2A_5$, heeft een gevoeligheid die vergelijkbaar is met deze van de S20 en S25 kathoden, maar heeft een veel grotere bandbreedte, zie ook figuur 3/3.11-4.

Tips voor zelfbouw

Inleiding
Het zélf experimenteren met infrarode convertors en beeldversterkers is een interessante hobby. Er komt echter nogal wat eigen initiatief en experimenteerlust bij kijken! Op de eerste plaats moet men natuurlijk een goedkope buis op de kop kunnen tikken. Buizen die vaak worden aangeboden in de dump zijn de 1P25, de 6032, de XX1050 en de XX1080. Men moet rekenen op prijzen van *f* 200,00

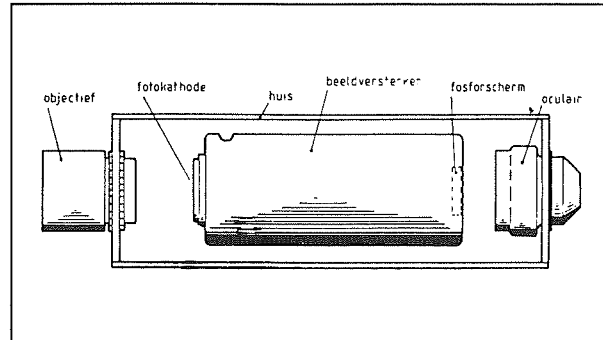
voor een tweedehandse, ouderwetse enkelvoudige convertor tot *f* 1.500,00 voor een moderne tweedehandse cascade-buis. In deze paragraaf zullen alleen een vijftal ouderwetse, nu goedkope buizen van het convertor-type worden besproken, al dan niet voorzien van focussering.

De lichtbron

Bij eenvoudige infrarood convertors zoals de XX1050 moet men in de meeste gevallen een extra infrarode lichtbron gebruiken om het te observeren voorwerp aan te lichten. Daarbij is het uiteraard van belang een lichtbron te gebruiken die veel infrarode straling uitzendt. Het beste kan men 12 V halogeenlampjes gebruiken, zoals deze in de auto-industrie worden toegepast. Natuurlijk moet deze lichtbron voorzien worden van een infrarood filter, dat alle voor de mens zichtbare licht blokkeert.
Dergelijke IR-filters kan men aanschaffen bij dezelfde bedrijven die ook de convertors en beeldversterkers verkopen.

De optiek

De optiek, de in- en uitgangslenzen, vormen een belangrijk onderdeel van de volledige constructie. Gelukkig zijn alle lenzen goed in staat het golflengte-bereik van het infrarode licht door te geven. Men kan experimenteren met lenzen van oude spiegelreflex camera's of dia-projectors voor de ingangsoptiek (het objectief) en met lenzen van microscopen en verrekijkers voor de uitgangsoptiek (het oculair). Het zal duidelijk zijn dat het nuttig is zo lichtsterk mogelijke lenzen toe te passen. In het algemeen kan men stellen dat de lichtsterkte toeneemt als de diameter van de lens groter is. Dit wordt aangeduid door het zogenoemde F-getal. Hoe kleiner dit getal, hoe lichtsterker de lens.



Figuur 3/3.11-10: De opstelling van objectief en oculair aan weerszijden van de beeldversterker.

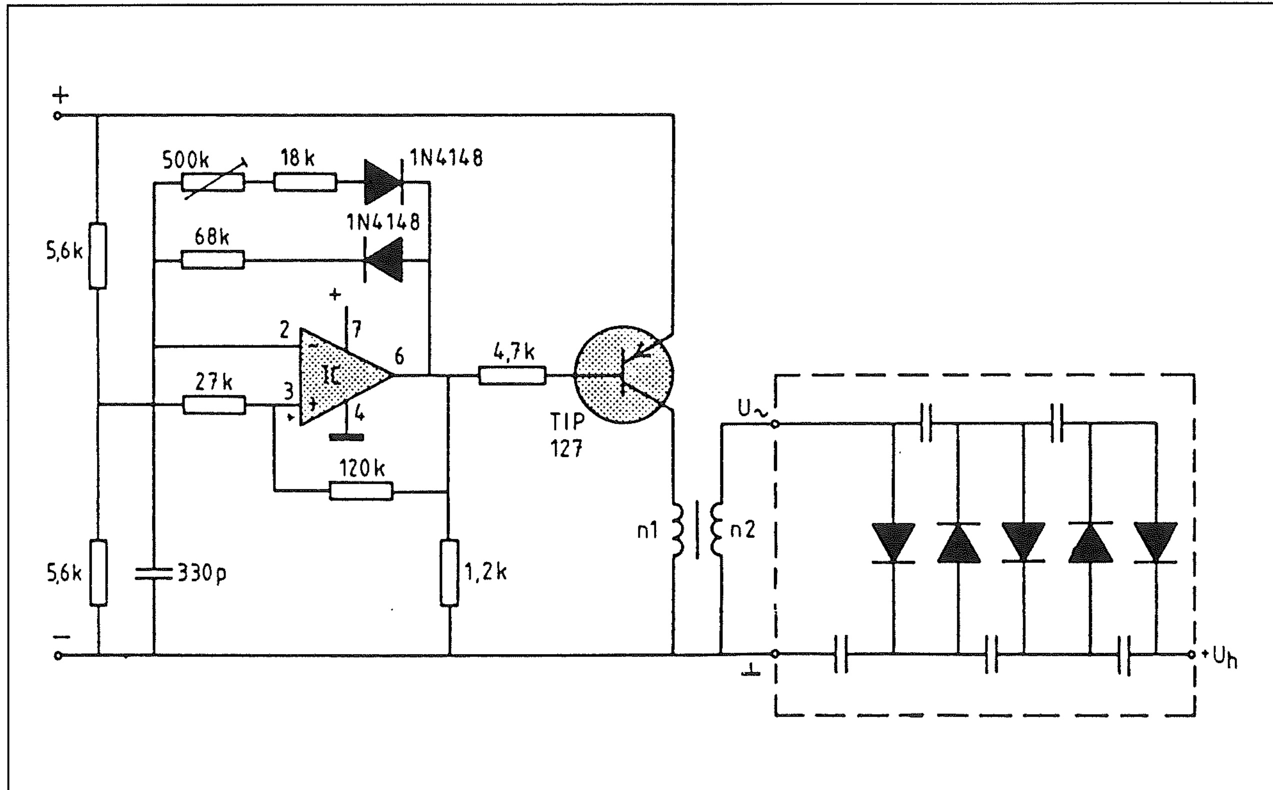
In figuur 3/3.11-10 is getekend hoe de beide lenzen moeten opgesteld worden ten opzichte van de beeldversterker. Het zal duidelijk zijn dat het objectief de fotokathode moet belichten en dat het beeld van het fosforscherm via het oculair zichtbaar gemaakt moet worden. De drie onderdelen moeten uiteraard volledig uitgelijnd zijn ten opzichte van elkaar.
Wat betreft de onderlinge afstanden valt weinig algemeens te zeggen. Dat is volledig afhankelijk van het soort beeldversterker, het soort objectief en het soort oculair. Kortom, een probleem dat alleen op te lossen is door er dagenlang mee te experimenteren!

De voeding

De beschikbare buizen moeten gevoed worden met een gelijkspanning van 5 kV tot 20 kV.
Deze voedingen zijn kant-en-klaar tweedehands koop, maar men kan natuurlijk ook zélf experimenteren.

Maar dan is toch een ernstige waarschuwing op zijn plaats. Spanningen van duizenden tot tienduizenden volt zijn levensgevaarlijk, zelfs rekening houdende met de zeer kleine stroomcapaciteit van de schakelingen.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers



Figuur 3/3.11-11: Een experimentele hoogspanningsvoeding met onderdelen uit een afgedankte kleuren-TV.

Bij het zelf experimenteren met EHT-voedingen moet men zeer voorzichtig te werk gaan en kan men zich geen ondoordachte handelingen permitteren!

Omdat men in dergelijke schakelingen zeer bijzondere onderdelen nodig heeft, zoals speciale transformatoren, dioden en condensatoren, kan men het best gebruik maken van een lijntrafo uit een oude kleuren-TV en van de hoogspanningscascade die ook uit een dergelijk apparaat gesloopt kan worden. In figuur 3/3.11-11 is een bruikbare experimenteerschakeling getekend.
De wikkeling n2 is de bestaande hoogspanningswikkeling van de lijntrafo. De primaire wikkeling n1 moet men zelf aanbrengen, hetgeen een niet al te groot probleem is omdat er slechts drie tot tien windingen noodzakelijk zijn. Het aantal windingen is afhankelijk van de noodzakelijke hoogspanning en moet experimenteel bepaald worden. Gewikkeld moet in ieder geval worden met wikkeldraad van 0,6 mm. Het IC is een operationele versterker (vrijwel ieder type is bruikbaar) en dit onderdeel is geschakeld als astabiele multivibrator, die smalle pulsjes levert. De breedte van deze pulsjes is in te stellen met behulp van de instelpotentiometer van 500 kΩ. Door de pulsbreedte in te stellen kan men het hoogste rendement uit de schakeling halen, of met andere woorden de grootste hoogspanning voor de kleinste primaire stroom. De schakeling kan gevoed worden uit een spanning van +12 V en verbruikt bij een goede afregeling ongeveer 500 mA. Met het maximaal aantal primaire windingen (tien) kan men bij 12 V voeding een hoogspanning van ongeveer 18 kV verwachten.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers

De weerstandsdeler

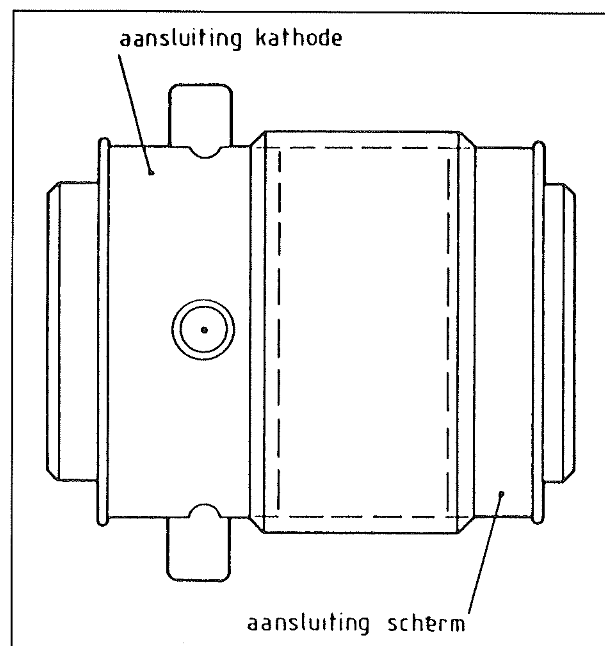
Sommige buizen met focusseer-elektroden hebben een inwendige spanningsdeler met als gevolg dat deze, net zoals de allereenvoudigste uitvoeringen, maar twee aansluitingen hebben. Bij sommige buizen worden alle focusseer-elektroden echter afzonderlijk naar buiten gevoerd en moet men dus zélf de noodzakelijke spanningsdeler tussen anode en kathode aanbrengen. Nu zal het duidelijk zijn dat aan deze weerstanden nogal extreme eisen worden gesteld. Op de eerste plaats moet men er rekening mee houden dat de totale weerstandswaarde tussen anode en kathode vaak tussen 100 MΩ en 1 GΩ ligt! Dergelijke weerstanden moeten dus worden samengesteld door kleinere weerstanden in serie te schakelen. Op de tweede plaats moet men rekening houden met de doorslagspanning van de individuele weerstanden. Men houdt zich het best aan de veilige regel dat over een weerstand nooit meer dan 350 V mag staan. Voor instelpotentiometers kan men het best een veilige grens van 250 V aanhouden. Met deze richtlijnen en de wet van Ohm is men in staat de spanningsdelers te berekenen.

De behuizing

De behuizing speelt een zeer belangrijke rol bij dergelijke apparaten die met levensgevaarlijke spanningen werken. ***Denk er bijvoorbeeld aan dat de anode op een spanning staat van +20.000 V ten opzichte van de kathode. Bij ondoordachte constructie kan er doorslag optreden tussen de anode en het oog, met nogal vervelende gevolgen. Het is vandaar van levensbelang de positieve pool van de hoogspanningsvoeding te aarden!*** Dat wil zeggen dat de anode met de metalen behuizing verbonden wordt en eventueel ook met alle andere metalen delen van de constructie die niet onderling elektrisch geleidend verbonden zijn. De buis moet natuurlijk op een deugdelijke manier geïsoleerd in de behuizing worden gemonteerd. Tot slot is het voor de goede werking van de beeldversterker noodzakelijk dat de behuizing absoluut lichtdicht is. Binnendringen van licht, anders dan door de lens, moet voorkomen worden!

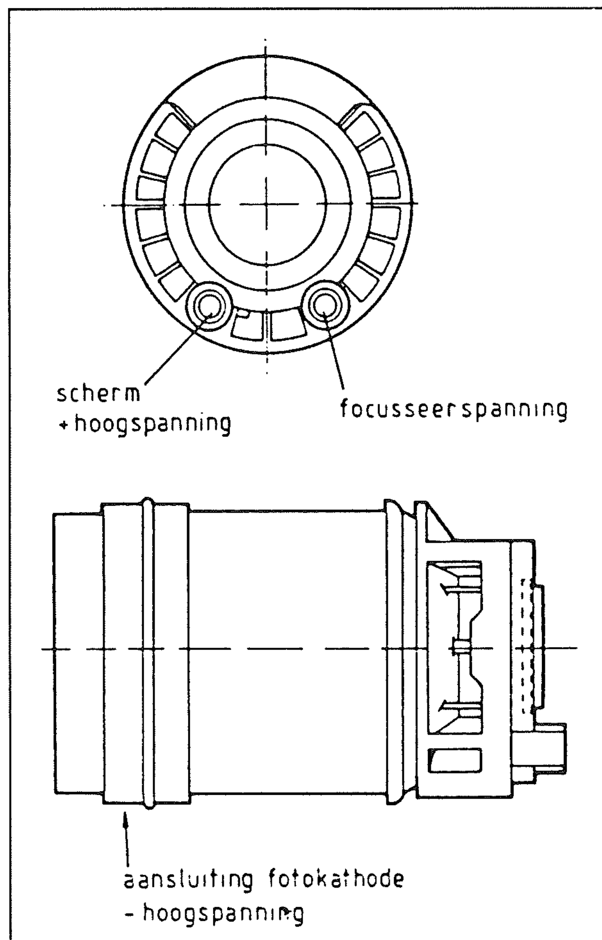
De XX1050

De XX1050 is een eenvoudige enkeltraps convertor die gevoed moet worden met een gelijkspanning van ongeveer 15 kV. Bij deze spanning is de versterking ongeveer gelijk aan 100, goed genoeg om in maanbelichte nachten duidelijke waarnemingen te kunnen doen. De uiterlijke verschijning van deze buis is getekend in figuur 3/3.11-12, waaruit duidelijk blijkt waartussen men de hoogspanning moet aansluiten.



Figuur 3/3.11-12: De XX1050 is een enkelvoudige infrarode convertor met een versterking van 100 en een voedingsspanning van 15 kV.

3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers



Figuur 3/3.11-13: De XX1080 heeft één focusseer-elektrode en werkt op 15 kV, waarbij een versterking van 1.000 te verwachten valt.

De XX1080

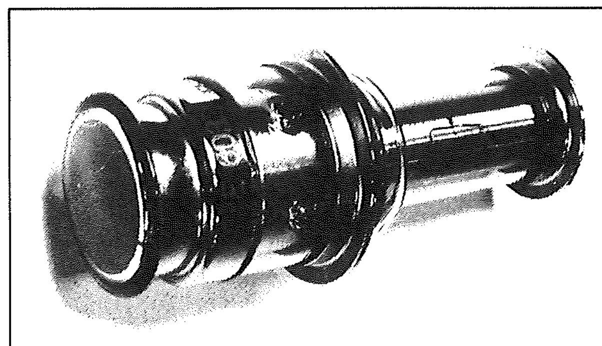
Deze buis heeft één interne focusseer-elektrode, waardoor de lichtversterking stijgt tot ongeveer 1.000. De buis en de aansluitvoet zijn getekend in figuur 3/3.11-13.
De negatieve pool van de hoogspanning moet dus verbonden worden met de voorzijde van de behuizing, de positieve pool met de linker pen van de voet. De rechter pen moet aangesloten worden op de focusseer-spanning.

De spanning op de focusseer-elektrode moet ongeveer 450 V hoger zijn dan de spanning op de kathode. De juiste spanningsdeling krijgt men door een weerstand van 1.000 MΩ te schakelen tussen anode en elektrode en een weerstand van 30 MΩ tussen elektrode en kathode. Onscherpe beelden zijn een gevolg van een niet exacte spanningsverdeling en kunnen verholpen worden door experimenteel links of rechts van de focusseer-elektrode enige weerstanden van 1 MΩ extra aan te brengen.

De 6032

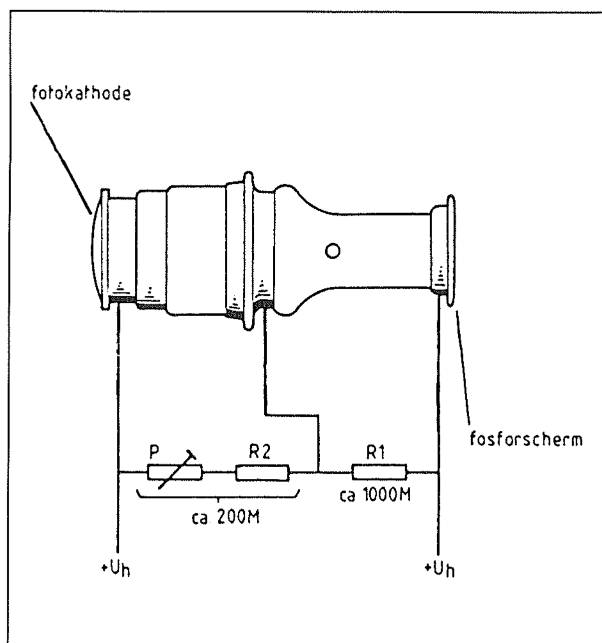
De 6032 (figuur 3/3.11-14) is een oude buis met één focusseer-elektrode en is lang gebruikt in de zogenoemde "Sniperscope" waarmee de NAVO-legers werden uitgerust. Een apparaat dat men op de loop van een geweer kon monteren en waarmee scherpschutters zelfs bij nacht niets vermoedende ongelukkige tegenstanders konden executeren. De grote voorraden van deze buis worden nu opgeruimd, waardoor de dumpprijs gedaald is tot ongeveer 200 gulden.

De buis moet gevoed worden met een hoogspanning tussen 15 kV en 20 kV en moet via de spanningsdeler van figuur 3/3.11-15 ingesteld worden.

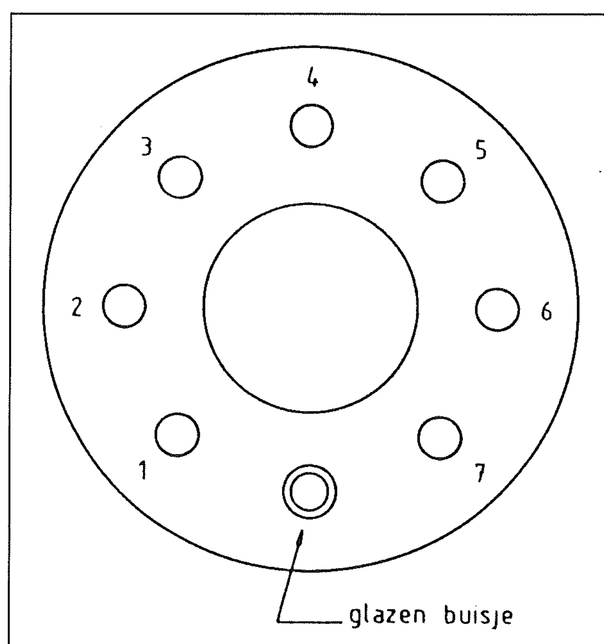


Figuur 3/3.11-14: De 6032 is een goedkope buis met één focusseer-elektrode.

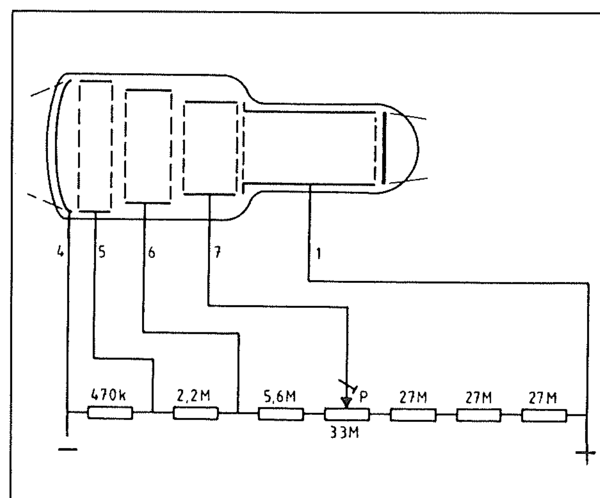
3.11 Infrarode convertors en beeldversterkers



Figuur 3/3.11-15: Het instellen van de 6032 met een externe weerstandsdeler.



Figuur 3/3.11-16: De aansluitingen aan de buisvoet van de 1P25.



Figuur 3/3.11-17: Het instelschema van de 1P25.

De 1P25

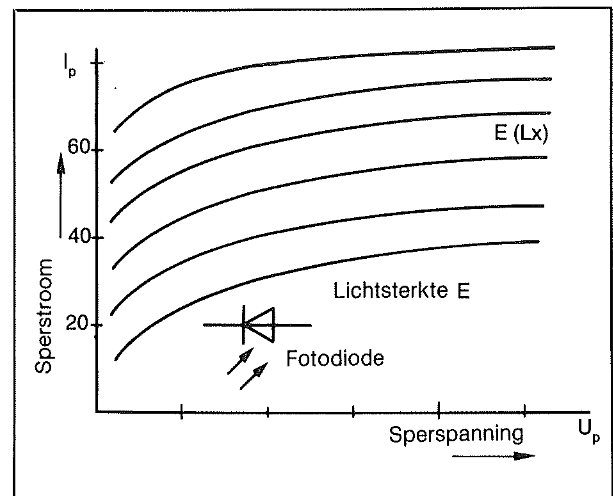
De 1P25 is een buis met drie focusseer-elektroden en heeft als groot voordeel dat reeds bij een voedingsspanning van maximaal 5.000 V een goed beeld wordt verkregen. De buis is voorzien van een buisvoet met zeven pennen (figuur 3/3.11-16), waaraan echter niet gesoldeerd mag worden. Het is de bedoeling dat de aansluitdraadjes worden bevestigd met zilverlijm of holnietjes die men voorzichtig dicht knijpt.

Het schema voor het instellen van de buis is getekend in figuur 3/3.11-17. Let er op dat de spanning tussen anode en kathode bij deze buis niet groter mag worden dan 5 kV.
Beter is het de spanning te begrenzen tot een veilige waarde van 4,5 kV.
Boven de 5 kV kan namelijk interne doorslag optreden, waardoor de buis beschadigd of vernield kan worden.

3/3.12

Fotodiodes

Bij fotodiodes is de bij alle diodes aanwezige pn-overgang lichtgevoelig.
De fotodiode wordt in sperrichting gebruikt. De sperstroom neemt onder invloed van licht toe. Zonder licht loopt er nagenoeg geen stroom (de donkerstroom). De sperstroom is proportioneel met de lichtsterkte, zodat een fotodiode kan worden gebruikt voor lichtmeting.
Fotodiodes zijn hetzij in glas ingekapseld of in een huis met een (al dan niet hoekvergrotend) lensje ingebouwd, waardoor het licht op de pn-overgang kan vallen.
Voordeel van de fotodiode ten opzichte van een LDR is dat de fotodiode zeer snel op lichtverandering reageert. Terwijl LDR's maximaal tot frequenties van een paar honderd Herz gebruikt kunnen worden, werken fotodiodes tot Gigahertz-frequenties zonder problemen.
Het spanningsbereik bedraagt ongeveer −30 V (sperspanning) tot +0,2 V (doorlaatspanning).



Figuur 3/3.12 -1

Karakteristieke fotodiode curves. Sperstroom uitgezet tegen sperspanning bij diverse lichtsterktes. Symbool voor fotodiodes.

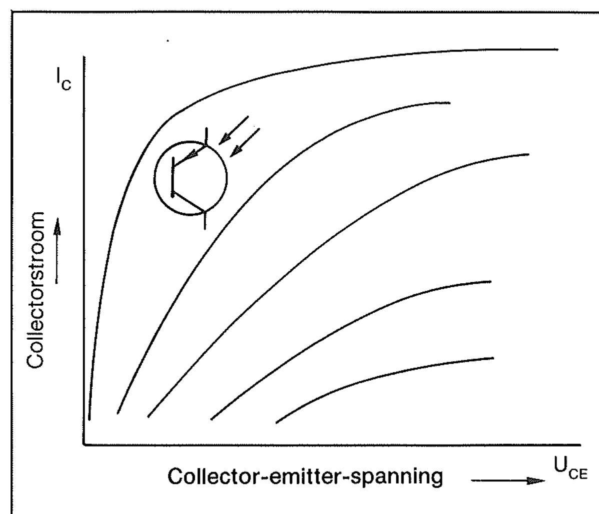
I_D = Sperstroom
U_D = Sperspanning
E = Lichtsterkte (in lux)

3/3.13

Fototransistor

Het voordeel van fototransistoren ten opzichte van fotodiodes is hun grotere gevoeligheid.
Ten gevolge van de een transistor eigen stroomversterking is de uitgangsstroom een factor 100 tot 500 maal groter dan van fotodiodes. Dat betekent, dat in veel gevallen een extra versterker achterwege kan blijven.
Fototransistoren worden doorgaans in een geaarde emittorschakeling gebruikt. Ze worden naar gelang de gevoeligheid in vier groepen A, B, C en D ingedeeld (zie tabel 3/3.13 -1, waarin I_c de collectorstroom en B de stroomversterkingsfactor is, uitgaande van een lichtsterkte E van 1000 lux.)

De belangrijkste gegevens van fototransistoren zijn: collectorlichtstroom, collectordonkerstroom (meestal in nanoampères), de spectrale gevoeligheid (750 nm tot 1500 nm), schakelfrequentie (10 tot 1000 maal lager dan fotodiodes), alsook het vermogen, dat afhankelijk van het type varieert van 100 mW tot 250 mW.
Het toepassingsgebied van fototransistoren ligt voornamelijk op het gebied van lichtmeting, en lichtafhankelijke sturingen, alsook op het gebied van optocouplers (hoofdstuk 3/3.18).



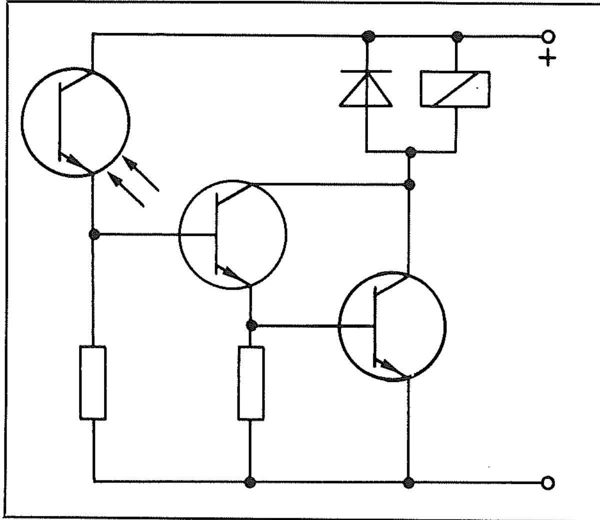
Figuur 3/3.13 -1

Symbool voor fototransistor. Karakteristieke curves voor fototransistoren. Collectorstroom uitgezet tegen collector-emittor-spanning bij diverse lichtsterktes.

Tabel 3/3.13 -1

	I_c	B
A	0,16...0,32 mA	200
B	0,25...0,50 mA	300
C	0,40...0,80 mA	500
D	0,63...1,25 mA	800

3.13 Fototransistor



Figuur 3/3.13 -2

Principeschakeling van een lichtdetectorschakeling met een fototransistor. Zo gauw er (voldoende) licht op de fototransistor valt zal het relais aantrekken.

3/3.14

Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

Inleiding

Vermogensschakelaars
Diac's, thyristoren, GTO's en triac's zijn onderdelen die hoofdzakelijk worden gebruikt voor het schakelen van elektrische vermogens. Niet alleen zitten dergelijke onderdelen in de kleine inbouwdimmers die tegenwoordig in veel lampen zitten, maar ook in enorm grote regelschakelingen voor het sturen van het vermogen dat naar de motoren van treinstellen gaat.

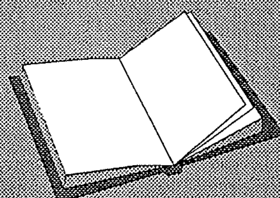
Stroomschakelaars
De drie laatstgenoemde onderdelen hebben bepaalde eigenschappen gemeen. Het zijn alle drie stroomschakelaars, die ofwel een zeer kleine ruststroom ofwel een veel grotere bedrijfsstroom doorlaten. Een tweede gemeenschappelijke eigenschap is dat, als de componenten zijn omgeschakeld naar hun bedrijfsstroom, deze stroom door het onderdeel blijft vloeien. De voorwaarden die het omschakelen van de ene naar de andere toestand veroorzaken zijn echter niet gelijk voor de drie componenten.

Opbouw
Zowel diac's, thyristoren, GTO's als triac's bestaan uit een halfgeleiderkristal dat is samengesteld uit verschillende lagen N- en P-materiaal. Door deze lagenstructuur ontstaan de speciale eigenschappen van de onderdelen.

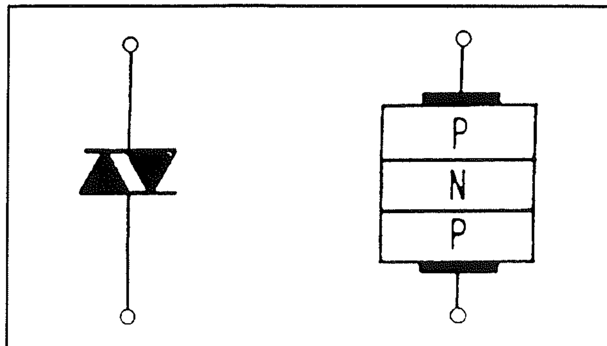
De diac

Symbool en samenstelling
Het symbool en de samenstelling van een diac zijn getekend in figuur 3/3.14-1. Uit het symbool zou men kunnen afleiden dat een diac bestaat uit twee anti-parallel geschakelde dioden. Niets is echter minder waar! Zoals uit de rechter figuur blijkt, bestaat een diac uit één halfgeleiderkristal dat is samengesteld uit drie lagen, namelijk P, N en P. Men zou dus kunnen zeggen dat een diac is samengesteld uit twee antiserie geschakelde dioden, zoals getekend in figuur 3/3.14-2.

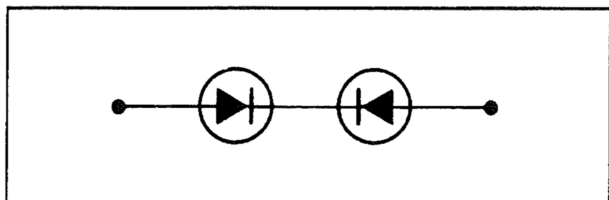
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.33
Hoofdstuk 3/8.10.10
Hoofdstuk 4/10.4
Hoofdstuk 4/14.37
Hoofdstuk 4/15.1.1
Hoofdstuk 4/15.8
Hoofdstuk 4/15.10



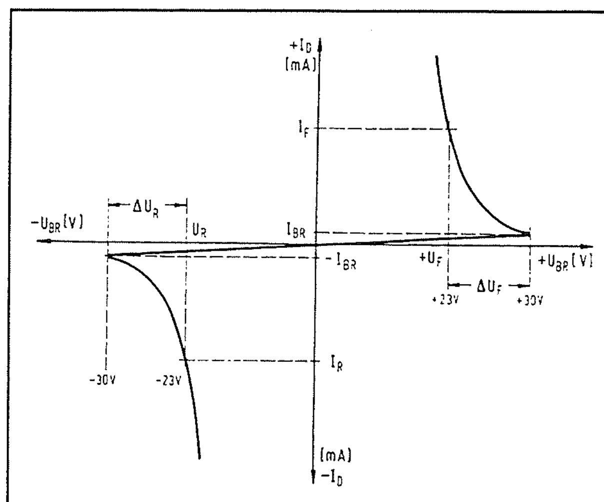
3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-1: Het symbool (links) en de samenstelling (rechts) van een diac.



Figuur 3/3.14-2: Een vervangingsschema voor een diac: twee in anti-serie geschakelde dioden.



Figuur 3/3.14-3: De stroom/spanning-karakteristiek van een diac.

Werking van de diac

De werking van een diac kan het best worden toegelicht aan de hand van de karakteristiek van het onderdeel, voorgesteld in figuur 3/3.14-3. In deze grafiek is horizontaal de spanning U_{BR} over het onderdeel getekend en vertikaal de stroom I_D die als gevolg van deze spanning door de diac gaat stromen. Wat in eerste instantie opvalt is dat de karakteristiek volledig symmetrisch is. Het onderdeel is niet gepolariseerd en gedraagt zich precies hetzelfde als men de spanning tussen de aansluitingen ompoolt.

Legt men een kleine spanning aan over een diac, dan zal de stroom door het onderdeel zeer klein zijn. Deze kleine ruststroom wordt voorgesteld door de waarde I_{BR}. Deze stroom ligt bij de meeste typen in het µA-bereik.

Verhoogt men de spanning tot ongeveer 30 V, dan zal men merken dat de stroom plotseling heel sterk gaat stijgen.

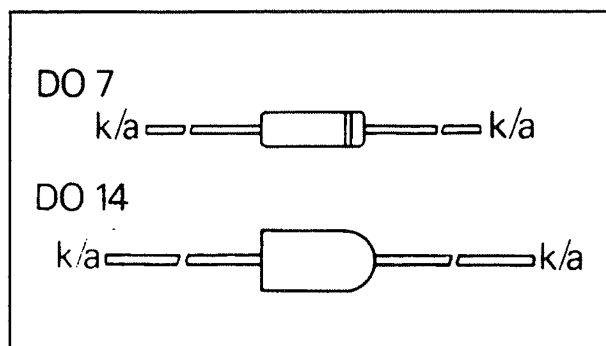
Men zegt dat de diac ***doorslaat*** en de spanning waarbij dit gebeurt noemt men de doorslag- of ***ontsteekspanning***. De stroom I_F die nu door de diac gaat vloeien wordt in principe alleen begrensd door externe factoren, zoals de totale weerstand van het circuit waarin de diac is opgenomen.

Na het ontsteken van de diac valt de spanning over het onderdeel terug tot ongeveer 23 V. Het spanningsverschil tussen de ontsteekspanning en deze houdspanning wordt meestal voorgesteld door ΔU_F, de ***houdspanning***. De waarde van ΔU_F ligt, type-afhankelijk, tussen 5 V en 9 V.

Typen van diac's

Er worden niet erg veel diac's aangeboden. De meeste fabrikanten hebben maar één exemplaar in hun assortiment, die in een DO-7 of DO-14 behuizing wordt ondergebracht. De vormgeving van deze behuizingen is geschetst in figuur 3/3.14-4. Omdat diac's niet gepoold zijn is het niet noodzakelijk een kathode herkenningsteken aan te brengen. Zelfs als dat wél het

geval is (waarschijnlijk omdat de machines die de codering op de glazen behuizing aanbrengen op het aanbrengen van een kathode-ring zijn ingesteld), moet men daar geen rekening mee houden.



Figuur 3/3.14-4: De twee standaard-behuizingen van diac's.

- **A9903**
  - behuizing: DO-7
  - ontsteekspanning: 32 V
  - maximale continu stroom: 100 mA
  - minimale stroom: 1 mA
  - ΔU_F: 6 V
- **BR100**
  - behuizing: DO-14
  - ontsteekspanning: 28 V - 36 V
  - maximale continu stroom: 200 mA
  - minimale stroom: 20 μA
  - ΔU_F: 6 V
- **BR103**
  - behuizing: DO-14
  - ontsteekspanning: 28 V - 36 V
  - maximale continu stroom: 100 mA
  - minimale stroom: 10 μA
  - ΔU_F: 6 V
- **45.412**
  - behuizing: DO-7
  - ontsteekspanning: 21 V - 35 V
  - maximale continu stroom: 200 mA
  - minimale stroom: 25 μA
  - ΔU_F: 9 V
- **4EX582**
  - behuizing: DO-7
  - ontsteekspanning: 15 V - 25 V
  - maximale continu stroom: 150 mA
  - minimale stroom: 260 μA
  - ΔU_F: 1,5 V

De thyristor

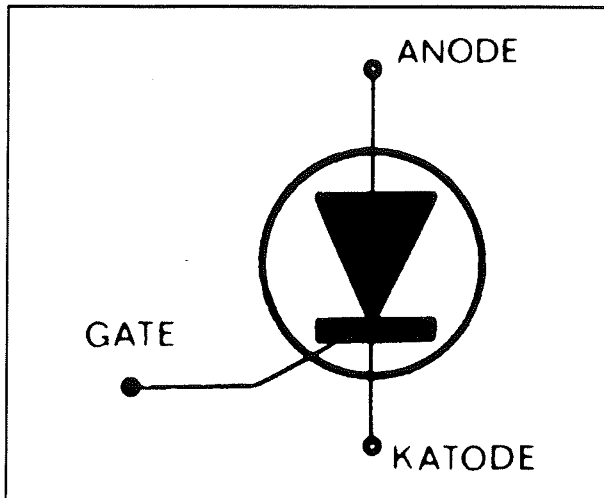
Inleiding

Thyristor is een naam, die ook nog een tweetal veel gebruikte synoniemen kent, want het schakelelement gaat ook nog onder de aanduiding "SCR" (Silicon Controlled Rectifier) en "bestuurbare silicium gelijkrichter" door het leven. Deze laatste Nederlandstalige benaming is een directe vertaling van "SCR". De benaming zegt bovendien al iets over de werking. Het woord thyristor is een samentrekking van de woorden "thyratron" en "transistor". Men wil ermee zeggen, dat het gedrag overeenkomst vertoont met dat van het aloude thyratron (een gasontladingsbuis), maar dat hij is opgebouwd uit een halfgeleiderstructuur.

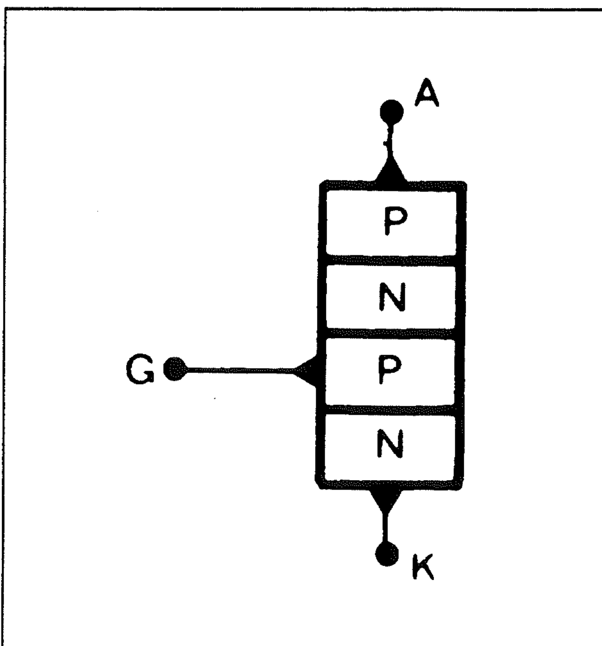
Het symbool van een thyristor

Het meest gangbare symbool voor een thyristor is weergegeven in figuur 3/3.14-5. Onmiddellijk valt de sterke overeenkomst op met het diodesymbool. Er is, evenals bij de diode, een anode en een kathode aanwezig. Het enige nieuwe en daarmee ook het wezenlijke verschil is de derde aansluiting, de gate, of in het Nederlands de poort. Deze gate maakt het mogelijk de thyristor te besturen. Met behulp van de gate kan de thyristor namelijk worden open gezet. Het onderdeel gaat dan stroom geleiden tussen de kathode en de anode en wel in richting van de symboolpijl. Eenmaal open gestuurd kan de halfgeleider via de gate niet meer dicht

gestuurd (gesloten) worden. Dit sluiten kan, afhankelijk van de toepassing, op verschillende andere manieren gebeuren, maar daarover later meer.



Figuur 3/3.14-5: Het symbool van een thyristor.



Figuur 3/3.14-6: De opbouw van een thyristor.

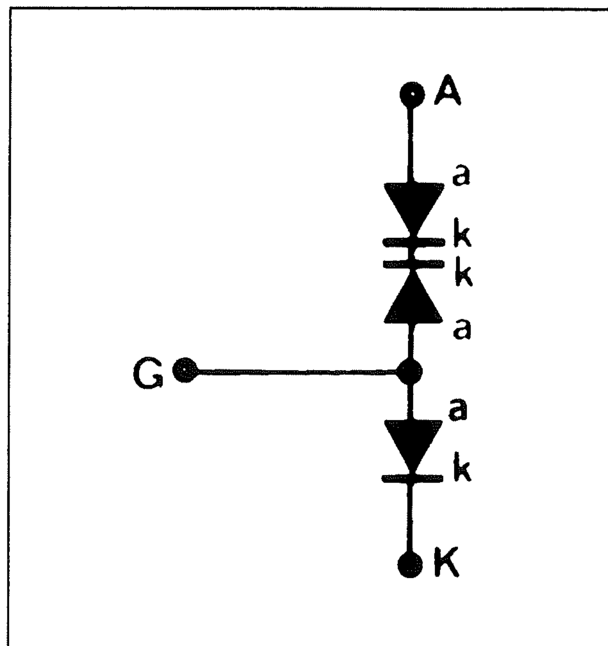
De opbouw van een thyristor

De thyristor heeft een voor dit soort onderdelen karakteristieke vierlagenstructuur, getekend in figuur 3/3.14-6.

Omdat er tussen de vier lagen drie PN-overgangen bestaan, kan men zich de struktuur ook voorstellen als drie in serie geschakelde dioden. Hoe zij in serie zijn geschakeld, is te zien in figuur 3/3.14-7.

Het werkingsprincipe van een thyristor

Maar al deze tekenwijzen zullen de lezer(es) weinig duidelijk maken over de eigenlijke werking. Hiervoor is het nodig een kunstgreep toe te passen. Voor de verklaring van de werking is figuur 3/3.14-8 daarom van groot belang. De vierlagenstructuur uit figuur 3/3.14-6 is in deze figuur in tweeën gesplitst door de beide middelste lagen vertikaal doormidden te delen. Deze doormidden gesneden delen zijn via een draden met elkaar verbonden, waardoor er dus in feite niets veranderd is.

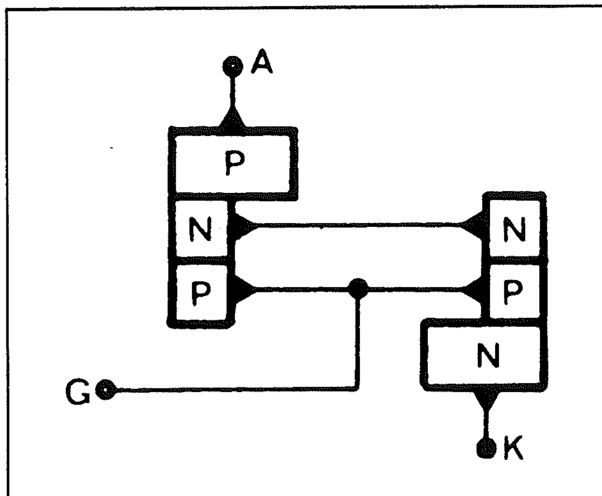


Figuur 3/3.14-7: Een symbolische samenstelling van een thyristor uit drie dioden.

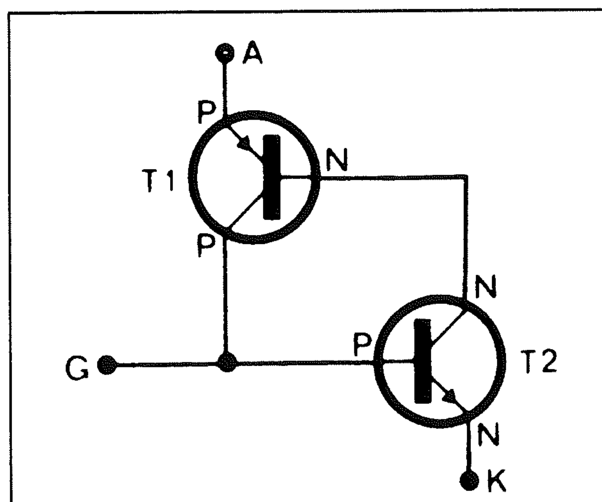
Een nadere beschouwing van deze figuur leert echter, dat er nu een tweetal driela-

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

gen structuren zijn ontstaan en wel een PNP- en een NPN-structuur. De twee delen stellen niets anders voor dan twee transistoren, een PNP-transistor links en een NPN-transistor rechts. De logische consequentie hiervan is in figuur 3/3.14-9 getekend.



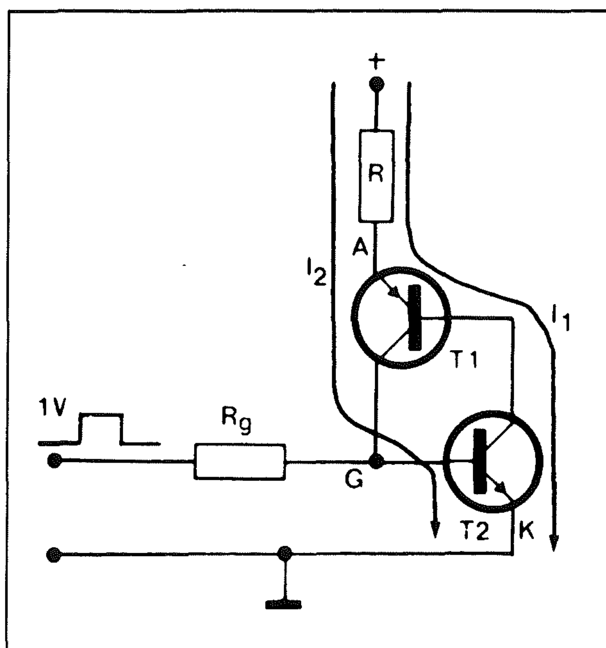
Figuur 3/3.14-8: Het doormidden snijden van de vierlagen structuur levert dit equivalent schema op.



Figuur 3/3.14-9: Het logisch gevolg van figuur 3/3.14-8: een thyristor bestaat uit niets meer dan twee complementaire transistoren!

Bij de verklaring van de werking moet men altijd bedenken, dat een thyristor, net als een gewone diode, alleen stroom kan doorlaten in de richting van de anode naar de kathode. De stroomrichting wordt dan ook aangegeven door de richting van de emitterpijlen in figuur 3/3.14-9. Stel dat de anode een spanning voert, die positief is ten opzichte van de kathode en dat de gate eenzelfde spanning voert als de kathode. Dit is in figuur 3/3.14-10 aangegeven door het begin van de ingangsspanning op de gate, dus spanning 0 V. In dat geval is de thyristor gesloten. Op een gegeven moment echter stijgt de ingangsspanning tot ongeveer 1 V. Door deze spanning kan de basis-emitter diode van T2 open gaan, waardoor een basisstroom in T2 kan gaan lopen. Maar deze halfgeleider T2 is een transistor en bezit dus een bepaalde versterkingsfactor. Er zal een versterkte (grotere) stroom van de collector naar de emitter van T2 gaan lopen. Bovendien is de collector van T2 verbonden met de basis van T1. Dit impliceert dat de collectorstroom I1 van T2 door de basis van T1 moet worden geleverd. Als T1 een basisstroom ontvangt, dan zal deze stroom ook versterkt door de collector van T1 vloeien (I2). I2, op zijn beurt, kan alleen door de basis van T2 weg en levert dus ook een bijdrage aan de basisstroom van T2. De stromen I1 en I2 werken met elkaar mee en veroorzaken binnen de kortst mogelijke tijd (doorgaans een paar microseconde) een soort van lawine-effekt, waardoor zowel T1 als T2 tot het uiterste worden open gestuurd. De totale weerstand tussen anode en kathode daalt tot een uiterst lage waarde (minder dan 1 Ω bij stromen boven 1 A) en de thyristorstroom wordt vrijwel uitsluitend begrensd door de weerstand R in de anodeleiding. Deze weerstand dient daar-

om zo te worden gekozen, dat de maximale thyristorstroom, zoals die door de fabrikant is opgegeven, niet kan worden overschreden.



Figuur 3/3.14-10: Uit deze figuur wordt duidelijk wat er gebeurt als een positieve ingangsspanning op de gate wordt aangelegd.

Nadat de thyristor door de impuls op de gate helemaal is open gestuurd, daalt de ingangsspanning weer tot 0 V. Men zou verwachten dat de thyristor dan weer dicht gaat, omdat T2 in dat geval afgeknepen zou worden. Op dit moment houdt de logica op, althans zo lijkt het, want de thyristor gaat absoluut niet dicht als men de gate op 0 V zou leggen. Desondanks is er voor dit verschijnsel een logische verklaring. De gate-aansluiting heeft namelijk een vrij hoge aansluitweerstand, die in figuur 3/3.14-10 met Rg is aangeduid. Deze weerstand is zelfs zo hoog, dat de stroom I2 niet in z'n geheel via Rg kan afvloeien naar de 0 V aan de ingang. Een deel van I2 moet dus via de basis van T2 blijven lopen; zodoende wordt T2 in geleiding gehouden en de thyristor blijft helemaal open en wel totdat de stroom door R en de thyristor wordt onderbroken.
Besluit: een positieve spanning op de gate van een thyristor zorgt ervoor dat het onderdeel ontsteekt.
Ook na het wegvallen van deze ontsteekspanning blijft de thyristor geleiden.

Het ontsteken van een thyristor

Afgezien van de hierboven beschreven ontsteekmethode met behulp van een positief gatesignaal zijn er nog enige, in de praktijk vrij weinig toegepaste mogelijkheden om de thyristor in geleiding te brengen. Zij zullen hier alleen genoemd worden zonder een nadere verklaring van de werking, niet alleen omdat ze vrij zelden worden toegepast, maar ook omdat een verklaring buiten het kader van dit hoofdstuk zou vallen vanwege de diepgaande theorie die aan de basis ligt.

- Een thyristor kan worden ontstoken, door de anodespanning ten opzichte van de kathodespanning zover op te voeren, dat de maximale spanning wordt overschreden. Doordat de thyristor dan in geleiding komt, neemt de spanning erover snel af. Als de anodeweerstand (de belasting) voldoende groot is, zal de thyristor van deze handelwijze geen nadelige gevolgen ondervinden.
- Bestraling met licht kan de thyristor eveneens in geleiding brengen. Van dit principe wordt bij de foto-thyristor handig gebruik gemaakt! Uiteraard is er in de behuizing dan een lichtvenster aangebracht.
- Een hoge temperatuur is ook in staat de thyristor te ontsteken. Dit verschijn-

sel wordt veroorzaakt door een toename in de lekstromen van T1 en T2 in figuur 3/3.14-10.

- Een zeer snelle stijging van de anodespanning kan een thyristor van sper naar ontsteken sturen. Dit verschijnsel kan nogal eens aanleiding zijn tot ongewenste verschijnselen, wanneer de thyristor wordt toegepast als motorsnelheidsregelaar. De over de spoel van de motor optredende inductiespanningen kunnen de thyristor op ongewenste momenten tot ontsteking brengen en zodoende een onregelmatige, stoterige motorloop veroorzaken.

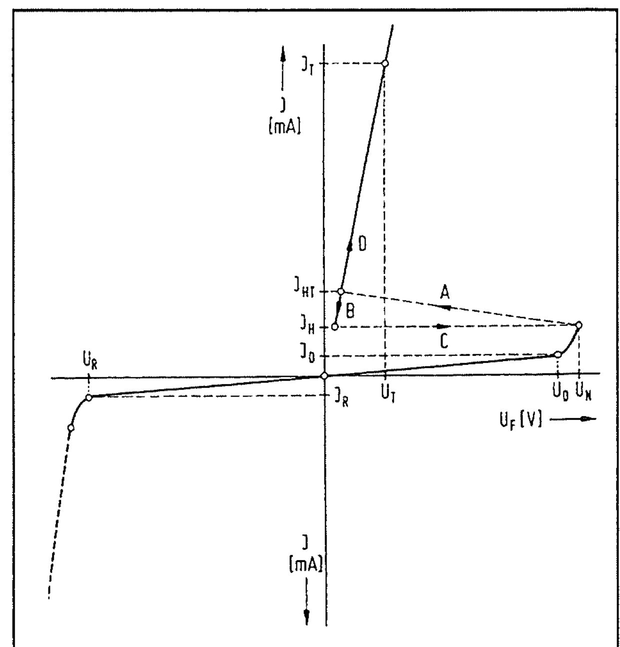
Het uitschakelen van een thyristor

Zoals reeds geschreven is het bij de thyristor doorgaans niet mogelijk de stroom erdoor uit te schakelen via een signaal op de gate. Om dit resultaat desondanks te bereiken moet de stroom, die door de thyristor van anode naar kathode vloeit, teruggebracht worden tot beneden een bepaalde waarde. Deze waarde heet de ***houdstroom.*** Een dalen van de anodestroom onder de houdstroom heeft het onmiddellijke doven van de thyristor tot gevolg. In de praktijk zal de thyristor op een van de volgende manieren tot uitschakelen worden gedwongen:

- Men keert gedurende een bepaalde tijd de spanning tussen anode en kathode van de thyristor om. Bij dit omkeren zal op een gegeven moment de spanning tussen anode en kathode gelijk worden aan 0 V. Op dat moment kan er geen stroom meer van anode naar kathode lopen, de thyristor dooft.
- Men vergroot de anodeweerstand zo ver, dat de maximale stroom van anode naar kathode beneden de houdstroom daalt. Ook in dat geval zal de thyristor doven.

De thyristor-karakteristiek

Ook een thyristor heeft uiteraard een karakteristiek, een grafiek die het kenmerkende verband geeft tussen de spanning over de thyristor en de stroom door de thyristor. Deze is getekend in figuur 3/3.14-11. U_F stelt de spanning over de thyristor voor, I de stroom door het onderdeel. Voor negatieve spanningen gedraagt de thyristor zich op precies dezelfde manier als een gewone Si-diode. De stroom door het onderdeel is laag, gelijk aan de ***sperstroom,*** totdat de inverse spanning de doorbraakwaarde U_R bereikt. Dan neemt de stroom plotseling toe.



Figuur 3/3.14-11: De stroom/spanning-karakteristiek van een thyristor.

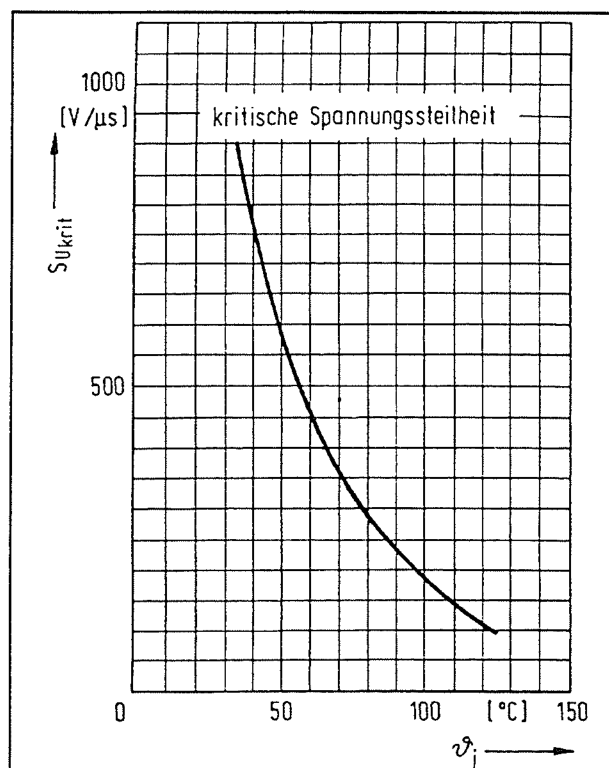
Legt men een positieve spanning over de thyristor (dus anode positief ten opzichte van de kathode), dan blijft de lekstroom ook laag tot de spanning de waarde U_N bereikt. Op dat moment slaat de thyristor door. Het werkpunt van het onderdeel

gaat opeens via de stippellijn A naar het punt B. De stroom stijgt nu heel snel en de spanning over het onderdeel valt terug tot de waarde U_T. De waarde van deze spanning ligt ergens tussen 0,6 V en 2,5 V, afhankelijk van het soort thyristor. Zorgt een uitwendige actie er voor dat de stroom door de thyristor lager wordt dan de houdstroom I_H, dan gaat het werkpunt van het onderdeel plotsklaps via de stippellijn C terug naar het punt met spanning U_D. De halfgeleider spert dus weer.

De kritische spanning-steilheid $\Delta u/\Delta t$

Een van de belangrijkste eigenschappen van een thyristor is dat de spanningsteilheid van de spanning die over het onderdeel staat aan een maximale waarde is gebonden. Stel dat over de thyristor een spanning van 0 V staat en dat er opeens een spanning van 100 V wordt aangelegd. Niets gaat traagheidsloos in de natuur, dus ook het aanleggen van deze spanning niet. De spanning over de thyristor zal niet in een oneindig korte tijd van 0 V naar 100 V stijgen, maar zal daar een bepaalde tijd over doen. Dit noemt men de steilheid van de spanning. Bij thyristoren is het nu zo, dat deze steilheid aan een maximale waarde is gekoppeld. Dit wordt uitgedrukt door de grootheid "kritische spanning-steilheid $\Delta u/\Delta t$" en wordt in de praktijk uitgedrukt in een aantal V/µs. In de praktijk komt men waarden tegen tussen 100 en 1.000 V/µs. Bij deze laatste waarde gaat het in de meeste gevallen over uitgeselecteerde thyristoren uit een fabricage-serie, die van een afzonderlijke codering worden voorzien en duurder zijn. Als de spanning over de thyristor sneller stijgt dan de aangegeven kritische waarde, is de kans groot dat het onderdeel spontaan ontsteekt, dus in geleiding komt zonder dat er signaal op de gate wordt aangelegd.

De kritische spanning-steilheid is erg afhankelijk van de temperatuur van het onderdeel. Zoals uit de grafiek van figuur 3/3.14-12 volgt, varieert deze waarde over een factor tien als de temperatuur stijgt van 30 °C naar 120 °C. Bij het ontwerpen van thyristorschakelingen moet men hier absoluut rekening mee houden!



Figuur 3/3.14-12: De kritische spanning-steilheid is sterk afhankelijk van de temperatuur van de thyristor.

Het "snubber"-netwerk

Vaak worden thyristoren gebruikt voor het schakelen van inductieve belastingen, bijvoorbeeld motoren van boormachines, etc. Spoelen hebben echter een bepaalde zelfinductie en deze parameter zal zich verzetten tegen het wegvallen van de stroom door de spoel door het genereren van een tegenspanning. Deze tegenspanning (temk genoemd) komt over de thy-

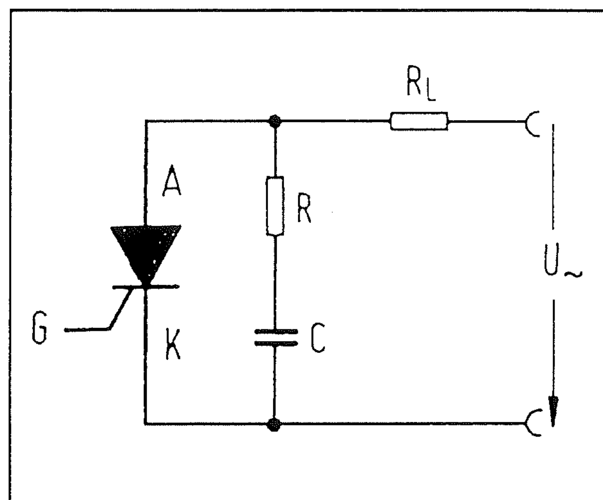
ristor te staan en kan op twee manieren schade aanrichten:

- Op de eerste plaats kan deze temk zo snel opkomen dat de kritische spanning-steilheid wordt overschreden en dat de thyristor spontaan gaat geleiden. De schakeling zal slecht werken en de toerentalregeling van de motor zal met horten en stoten verlopen.
- Op de tweede plaats kan deze temk zo groot zijn dat de maximale spanning die over de thyristor mag staan wordt overschreden. Het gevolg is dat het onderdeel stuk kan gaan.

Om deze twee gevaren te bestrijden moet men over de thyristor een zogenoemd "snubber"-netwerk aansluiten. Dat is de serieschakeling van een kleine weerstand en een *inductie-arme* condensator, die er voor zorgen dat de spoel belast wordt en de waarde van de temk niet te groot kan worden en die er bovendien voor zorgen dat de steilheid van deze temk onder de kritische waarde blijft.

Het schema van een dergelijke snubber is getekend in figuur 3/3.14-13. De "snubber"-onderdelen zijn hier voorgesteld door R en C.

Een goed bedoelde opmerking uit een jarenlange ontwerppraktijk: vertrouw geen thyristor-schakeling waar geen "snubber" aanwezig is! De kans dat de thyristor ooit doorslaat is levensgroot aanwezig! Voor het berekenen van de waarden van de "snubber"-componenten zijn ellenlange formules verzonnen, maar de doe-het-zelver kan beter een beroep doen op de tabel van figuur 3/3.14-14. Hierin zijn de waarden van R en C gegeven voor een aantal spanningen die in normaal bedrijf over de thyristor komen te staan, dus in feite voor de voedingsspanning die over de serieschakeling van thyristor en belasting staat.



Figuur 3/3.14-13: De weerstand R en de condensator C vormen het onontbeerlijke "snubber"-netwerk.

Betrouwbaar ontsteken van een thyristor

Zoals geschreven zal, na het aanleggen van een positieve spanningspuls op de gate, de thyristor gaan geleiden en in geleiding blijven tot de stroom tussen anode en kathode onder de houdwaarde valt. Als de belasting een stroom door de thyristor verwekt die vele malen groter is dan de houdstroom, is die smalle puls op de gate een betrouwbare manier om de thyristor te ontsteken. Anders wordt het als men niet zeker weet hoe groot de belastingsstroom in de praktijk zal zijn. Dat is bijvoorbeeld het geval als men thyristoren gebruikt in belichtingsinstallaties voor toneel. In de meeste gevallen bestaan de belastingen uit spot's van 500 W tot 2 kW. Het zal duidelijk zijn dat de belastingsstromen dan veel en veel groter zijn dan de houdwaarde. Soms kan het echter voorkomen dat de regisseur een nachtlampje van 20 W op het toneel wil laten branden. Als men dan een van de kanalen van de belichtingsregeling hiervoor gebruikt, kan men vaststellen dat dit lampje heel onregelmatig gaat branden.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

SPANNING THYRISTOR (VOLT)	WAARDE WEERSTAND (OHM)	VERMOGEN WEERSTAND (WATT)	WAARDE CONDENSATOR (MICROFARAD)	SPANNING CONDENSATOR (VOLT)
30	3,3	0,5	0,1	70
45	4,7	0,5	0,1	90
60	6,8	0,5	0,1	120
125	15	0,5	0,1	190
220	27	1	0,1	330
250	27	5	0,33	450

Figuur 3/3.14-14: De waarde voor de "snubber"-componenten kunnen uit deze tabel afgeleid worden.

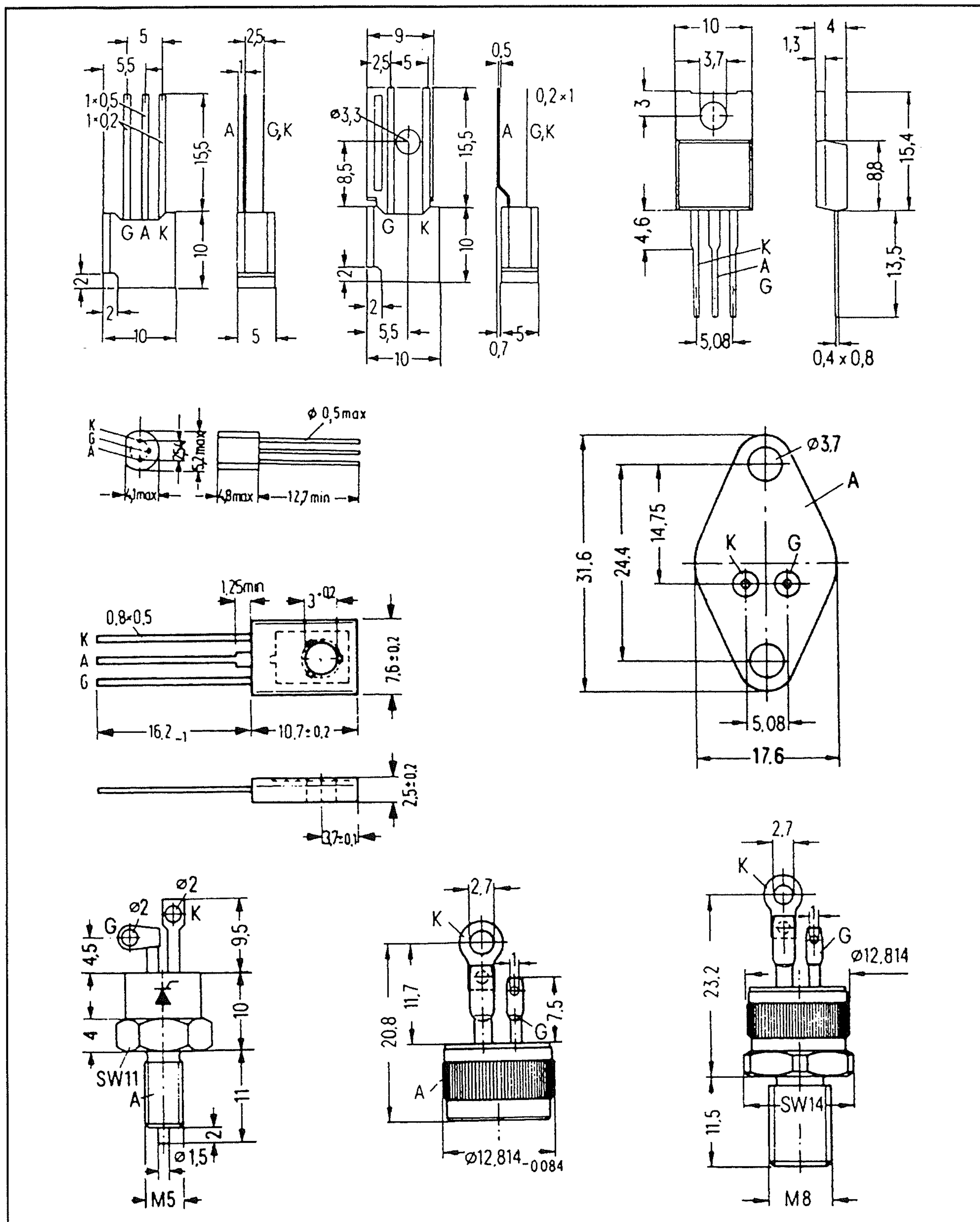
Men kan er dan vrijwel zeker van zijn dat de thyristoren in de installatie met pulsjes worden gestuurd. De netstroom die een 20 W lampje veroorzaakt bedraagt slechts 87 mA en het kan zijn dat dit gevaarlijk dicht in de buurt van de houdstroom ligt. Soms zal de thyristor dan blijven geleiden na het wegvallen van de gatepuls, maar net zo vaak zal de thyristor onmiddellijk doven.
In dergelijke gevallen is het heel verstandig de pulsvormige aansturing te vervangen door een systeem dat zo lang stroom door de gate van de thyristor stuurt als noodzakelijk is. Bij de bespreking van de voorbeeldschakelingen wordt hierop terug gekomen.

Thyristor-behuizingen
Thyristoren worden op de markt gebracht met maximale stromen tussen 100 mA en meer dan 100 A. Het zal dus duidelijk zijn dat er heel wat verschillende behuizingen in omloop zijn.
In figuur 3/3.14-15 is een poging ondernomen al de bestaande behuizingen samen te vatten. Gelukkig houden de meeste fabrikanten zich aan de getekende aansluitgegevens, hoewel geen 100 % garantie bestaat dat er geen thyristoren op de markt zijn, waarbij gate en kathode omgewisseld zijn. Voor de typen die met schroefdraad op een koelplaat bevestigd moeten worden is in ieder geval duidelijk dat de schroefdraad verbonden is met de anode, de dikste aansluitpen met de kathode en de dunnere aansluiting met de gate.

Typen van thyristoren
Thyristoren worden in de industriële elektronica nog steeds vaak toegepast en alle halfgeleiderfabrikanten leveren een uitgebreid assortiment. Het is uiteraard absoluut onmogelijk om deze allemaal te bespreken. Onderstaand is een selectie gemaakt van typen die voor doe-het-zelf doeleinden bruikbaar zijn en goed verkrijgbaar zijn.

- **BRX46**
  - behuizing: SOT-30
  - maximale sperspanning: 100 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 400 mA
  - minimale anode-kathode stroom: 5 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 200 μA

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-15: De facto gestandaardiseerde behuizingen en aansluitingen van thyristoren.

- **BST-B01-26**
  - behuizing: figuur 3/3.14-15, links boven
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 0,8 A
  - minimale anode-kathode stroom: 20 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 10 mA
- **BST-B02-26**
  - behuizing: figuur 3/3.14-15, links boven
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 3 A
  - minimale anode-kathode stroom: 20 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 10 mA
- **BST-C01-26**
  - behuizing: TO-48
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 5 A
  - minimale anode-kathode stroom: 30 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 10 mA
- **BST-C05-26**
  - behuizing: TO-66(A)
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 5 A
  - minimale anode-kathode stroom: 30 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 10 mA
- **BST-H04-26**
  - behuizing: TO-103
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 70 A
  - minimale anode-kathode stroom: 170 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 200 mA
- **BTX18-400**
  - behuizing: TO-39
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 1 A
  - minimale anode-kathode stroom: 25 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 5 mA
- **T0.8-N4-A00**
  - behuizing: TO-39
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 0,8 A
  - minimale anode-kathode stroom: 20 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 10 mA
- **240.869**
  - behuizing: TO-220(A)
  - maximale sperspanning: 500 V
  - maximale continu anode-kathode stroom: 8 A
  - minimale anode-kathode stroom: 20 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 15 mA

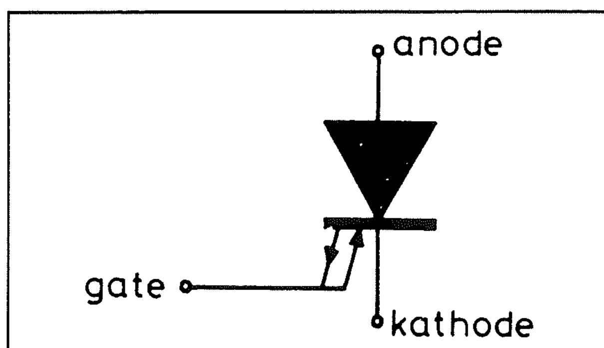
De GTO

Inleiding

GTO is het letterwoord voor "Gate Turn Off"-schakelaar en hoewel dit onderdeel vrijwel onbekend is, is het toch een van de meest veelzijdige elektronische schakelaars van deze tijd. Het schakelelement heeft zowel de voordelen van de thyristor als die van de transistor: grote spannin-

gen, grote stromen, snelle schakeltijden en besturing met minimaal vermogen.

Wat is een GTO?
Een GTO is in feite niets meer dan een thyristor, die echter niet alleen via de gate is aan te schakelen, maar ook is uit te schakelen. Deze eigenschap komt tot uiting in het symbool, dat in figuur 3/3.14-16 wordt voorgesteld. De twee pijltjes in de gate geven duidelijk deze dubbele werking weer.

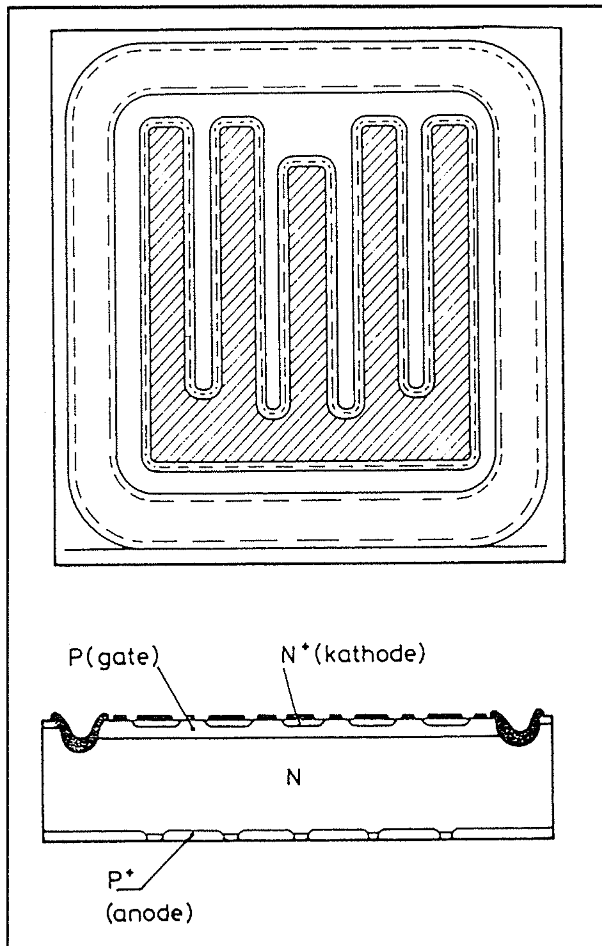


Figuur 3/3.14-16: Het symbool van een GTO.

De werking
De GTO heeft intern dezelfde vierlagen structuur als een thyristor en kan dus ook door het "twee-transistor model" van figuur 3/3.14-9 worden voorgesteld. De werking kan beknopt als volgt worden omschreven. Wordt een positieve stuurspanning aan de basis van de NPN-transistor aangeboden, dan komt deze transistor in geleiding. De collector van de NPN-transistor, die gelijktijdig de basis van de PNP-transistor vormt, komt in een verminderde stuurtoestand, waardoor de PNP-transistor in geleiding wordt gebracht en zijn collectorstroom vloeit de basis in van de NPN-transistor en veroorzaakt daarmee een regeneratief effect. Dit houdt in dat deze inwerking de transistor zodanig beïnvloedt dat de geleiding wordt vergroot. Men zou dit kunnen omschrijven als een soort van lawine-effect. Zodra de hoofdstroom groot genoeg is om de som van de versterkingsfactoren van de transistoren groter of gelijk aan 1 te maken zal de GTO gaan "latchen", dat wil zeggen zichzelf in geleiding houden. In tegenstelling tot de thyristor is de GTO zodanig ontworpen dat een negatieve gatespanning kan worden gebruikt om dit regeneratie proces te onderbreken, waardoor de elektronische schakelaar uit geleiding wordt gebracht. Meestal is een spanning van ongeveer -5 V voldoende om dit effect te bereiken. Dit is mogelijk door de versterkingsfactor van de NPN-transistor relatief groot en die van de PNP-transistor relatief klein te maken.

De eigenschappen van een GTO
De GTO combineert de hoge sperspanning en de hoge schakelstroom van een thyristor met de grote stroomversterking en de eenvoud van besturing die men alleen bij bipolaire transistoren en darlingtons gewend is. Het gevolg hiervan is dat er slechts minimale gatestromen noodzakelijk zijn, het schakelen gebeurt snel en efficiënt. Door de eenvoud wordt er een aanzienlijke besparing verkregen op de externe onderdelen, noodzakelijk voor het ontsteken en doven van de GTO. Een GTO bezit bovendien goede statische en dynamische $\Delta v/\Delta t$-eigenschappen.
Een volgend voordeel is dat de ingebouwde versterking een houd-effect (latching) tot gevolg heeft. Hoe groter de stroom die door de GTO vloeit, des te meer komt de GTO in verzadiging, dit in tegenstelling tot de transistor die juist bij hogere stromen uit zijn verzadiging komt. De GTO bezit bij hogere stromen een lage doorlaat spanningsval. Tevens bezit de GTO een grotere stroom overbelastingsfactor dan

een transistor waardoor deze met behulp van een zekering kan worden beschermd.



Figuur 3/3.14-17: De technologie van een door Philips gefabriceerde GTO.

De technologie van een GTO

GTO's worden volgens een speciale technologie gefabriceerd, waardoor de noodzakelijke chipafmetingen veel kleiner zijn dan deze voor transistoren, darlingtons of thyristoren.

Ter vergelijking: een onderdeel dat 1.500 V bij 5 A moet verwerken, moet bij MOS-technologie meer dan 35 mm^2 aan chip-oppervlakte bezitten. Bij een transistor ligt dit rond 28 mm^2, bij een darlington rond de 20 mm^2 en bij een GTO slechts 15 mm^2. Hieruit blijkt duidelijk dat de GTO de kleinste chip-oppervlakte heeft.

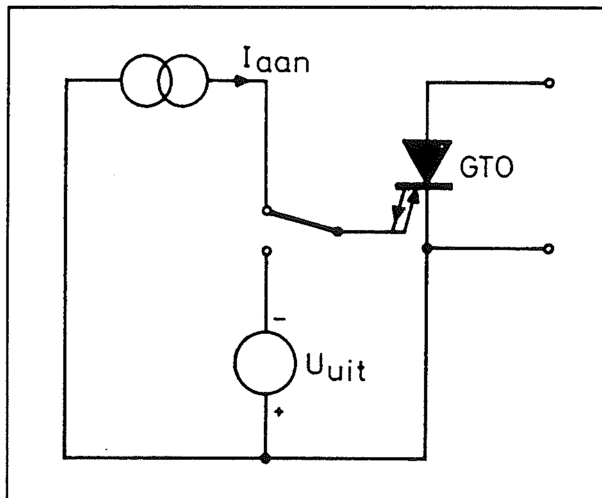
In figuur 3/3.14-17 is de GTO-structuur weergegeven. Door gouddoping bezit de GTO, in vergelijking met hoogspanning transistoren, een lagere opslagtijd, zodat bij het naar sper gaan de in de chip opgeslagen elektrische lading veel sneller kan afvloeien. Door deze zeer snelle daaltijd is de GTO heel duidelijk in het voordeel ten opzichte van de hoogspanning transistor en de thyristor.

De mogelijke kritische spanning-steilheid van meer dan 2.000 V/µs ligt duidelijk ver boven de tegenwoordige grenzen van thyristoren.

Het aansturen van een GTO

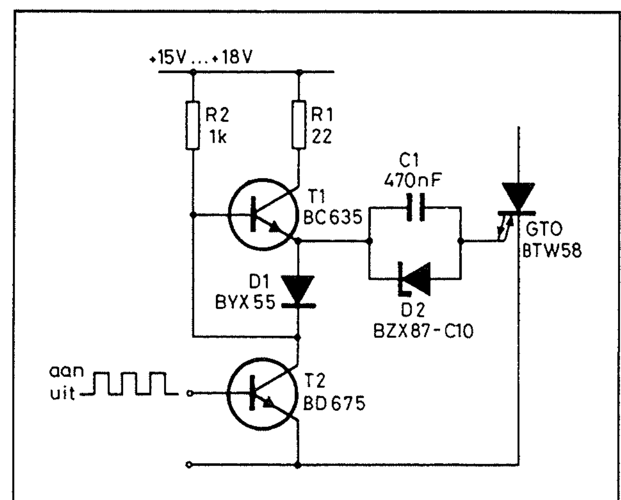
Voor zowel het inschakelen als het uitschakelen heeft een GTO korte schakeltijden nodig. In het geval van de BTV58 van Philips is dit minder dan 0,5 µs. Om dit te verwezenlijken is het echter noodzakelijk het onderdeel op de juiste wijze wordt gestuurd. Dit betekent dat men een positieve ***stroom*** in de gate moet sturen om het onderdeel in geleiding te brengen en een negatieve ***spanning*** op de gate moet aanleggen om de GTO weer naar sper te sturen. Men is er zeker van dat de GTO naar sper gaat als deze spanningsbron gedurende enige nanoseconde een stroompuls uit de gate trekt met een waarde van 20 tot 100 % van de anodestroom. Dit wordt gerealiseerd door een negatieve spanning tussen -5 V en -10 V direct tussen de gate en de kathode aan te leggen. Het principe van de besturing van een GTO kan dus samengevat worden door het schema van figuur 3/3.14-18: een stroombron om de GTO in te schakelen en een spanningsbron om deze weer uit te schakelen.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-18: Het principeschema voor het in- en uitschakelen van een GTO.

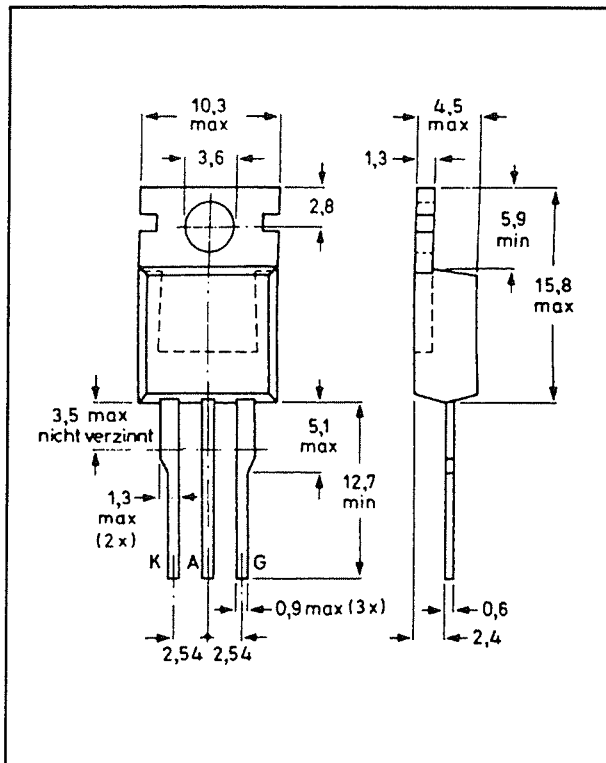
Natuurlijk zal men niet altijd een negatieve spanningsbron ter beschikking hebben. In figuur 3/3.14-19 is een praktische schakeling getekend, waarbij dit niet noodzakelijk is. In deze schakeling wordt de negatieve uitschakelspanning verkregen door middel van een condensator. Condensator C1 wordt opgeladen gedurende de tijd dat de GTO in geleiding is. De grootte van de spanning wordt bepaald door zenerdiode D2, hiermee ligt de grootte van de uitschakelspanning vast. Dit schakelingetje vormt de spanningsbron. De stroombron die de GTO in geleiding stuurt wordt verkregen door de als emittervolger geschakelde transistor T1. Wordt T2 uit geleiding gebracht dan kan er een positieve stuurstroom in de gate gaan lopen. Vanaf de +15 V loopt via de reeds genoemde T1 een stroom naar de gate van het element. Wordt T2 in geleiding gebracht dan schakelt transistor T1 af en er ontstaat een negatieve spanning van ongeveer 10 V, welke wordt bepaald door de waarde van de zener D2. De condensator was immers opgeladen en er ontstaat plotseling een spanningsverandering door het afschakelen van T2. Deze negatieve spanning komt op de gate van de GTO. De schakelaar komt uit geleiding. Zo lang als T2 in geleiding is, zal de gatespanning negatief blijven omdat de gateweerstand van de GTO in gesperde toestand erg hoog is. Het gevolg is dat C1 slechts langzaam zal worden ontladen. Deze schakeling is in staat om anodestromen tot 10 A zonder moeite te schakelen. Worden er kleinere anodestromen verwacht of lopen er kleinere anodestromen dan kan men volstaan met een zenerdiode met een kleinere spanningswaarde.



Figuur 3/3.14-19: Een praktische stuurschakeling voor een GTO, waarbij geen negatieve voeding noodzakelijk is.

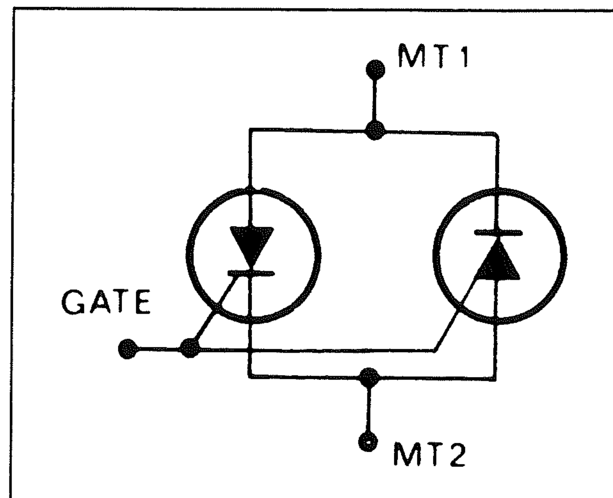
De BTV58/xxxR van Philips

Philips heeft veel werk verricht aan de ontwikkeling van GTO's. Het is dus vanzelfsprekend dat als voorbeeld van een dergelijke halfgeleider een type van deze fabrikant wordt uitgekozen. De BTV58 is een typisch voorbeeld van een universeel bruikbare GTO. De TO-220 behuizing en aansluitcodering van dit onderdeel zijn getekend in figuur 3/3.14-20.

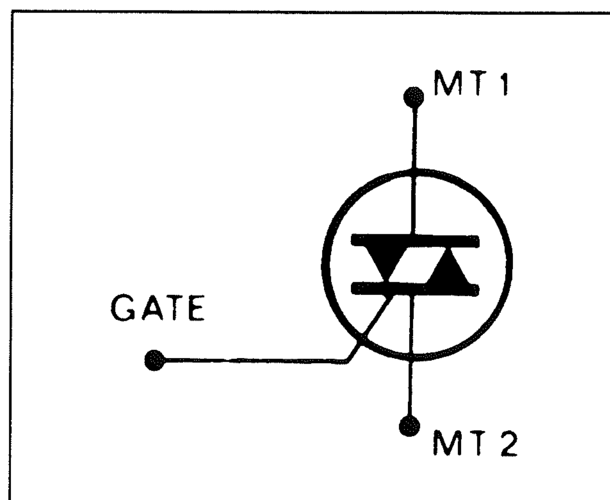


Figuur 3/3.14-20: Aansluitgegevens en behuizing van de BTV58 GTO van Philips.

Deze GTO heeft de volgende eigenschappen:
- maximale continu stroom: 10 A
- maximale piekstroom: 25 A
- maximale continu voorwaartsspanning:
  - BTV58/600R: 400 V
  - BTV58/850R: 500 V
  - BTV58/1000R: 650 V
- maximale piekspanning:
  - BTV58/600R: 600 V
  - BTV58/850R: 850 V
  - BTV58/1000R: 1.100 V
- inschakelstroom: 200 mA max.
- uitschakelspanning: -10 V max.
- kritische spanning-steilheid: 10.000 V/μs



Figuur 3/3.14-21: Het vervangingsschema van een triac.



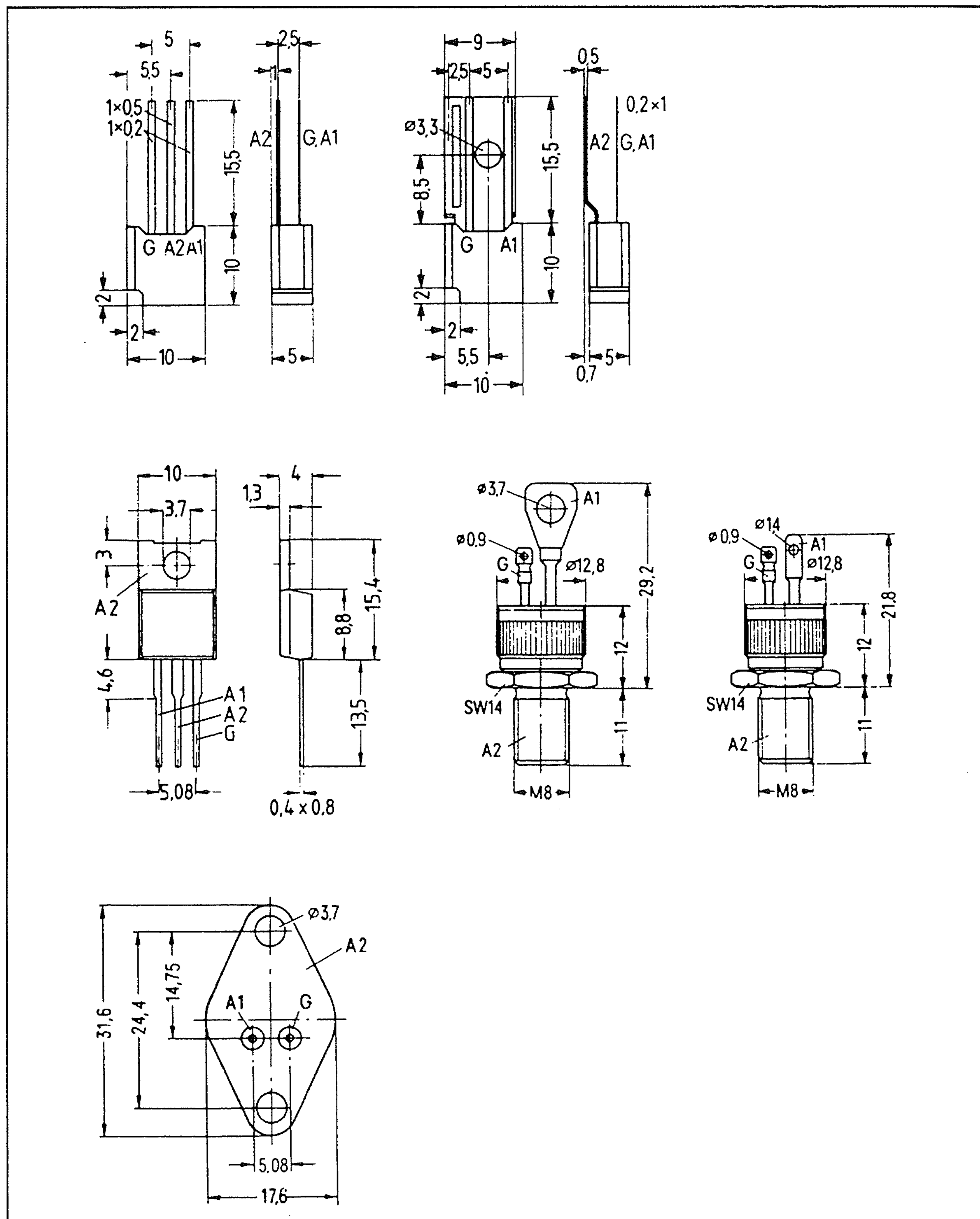
Figuur 3/3.14-22: Het meest gebruikte symbool van een triac.

De triac

Inleiding

Een triac is een schakelelement, dat sterke overeenkomst vertoont met een thyristor. Het verschil tussen beiden is gelegen in het feit, dat een triac in twee richtingen stroom kan doorlaten.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-23: Behuizingen en aansluitgegevens van de meest toegepaste triac's.

Dit maakt een triac uitermate geschikt voor toepassing in wisselstroomschakelingen. Voor de belangstellende zij hier opgemerkt, dat een triac in principe bestaat uit de parallelschakeling van een gewone en een complementaire thyristor. Hoe dit er theoretisch uitziet, kan uit figuur 3/3.14-21 worden opgemaakt, terwijl figuur 3/3.14-22 het meest gebruikte symbool weergeeft. Omdat een triac ongepoold is, kan men niet meer spreken van een anode en een kathode. Men noemt de aansluitingen daarom ook MT1 en MT2.
De afkorting MT betekent "main terminal" of hoofdaansluiting. In Duitse literatuur wordt ook wel eens gebruik gemaakt van de benamingen A1 en A2. Omdat de triac qua opbouw zo'n sterke overeenkomst vertoont met de thyristor, is de werking ook analoog. Alles dat over de thyristor geschreven is geldt dus ook voor de triac. Denk met name aan de paragraafjes over de kritische spanning-steilheid en het betrouwbaar ontsteken van een thyristor.

Triac-behuizingen
Triac's worden, nog meer dan thyristoren, in alle mogelijke vormen en maten op de markt gebracht. Toch zal de doe-het-zelver, die waarschijnlijk nooit honderden ampère moet schakelen, heel goed uit de voeten kunnen met het overzicht van figuur 3/3.14-23.

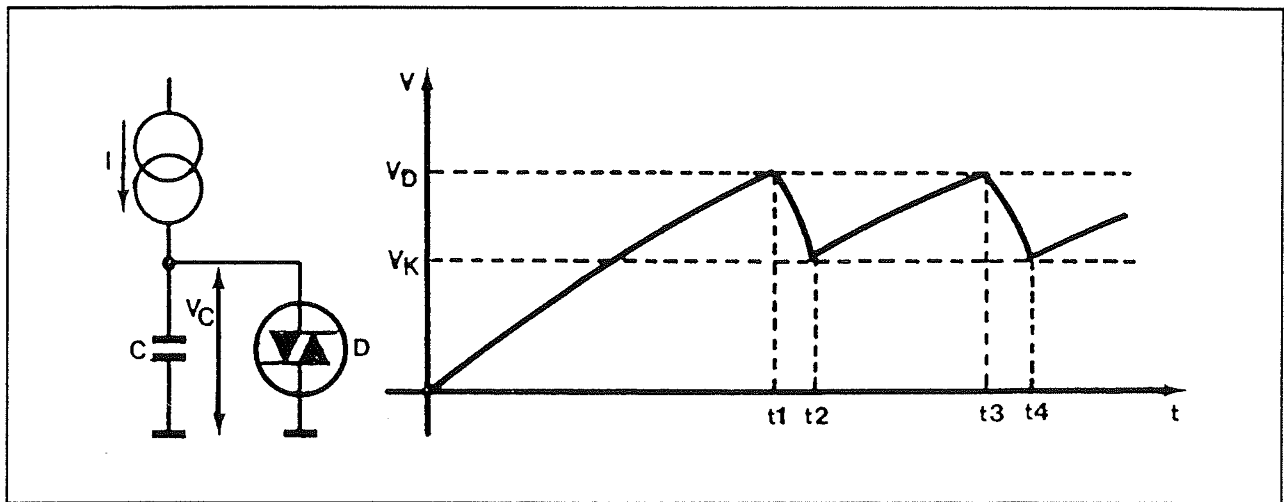
Typen van triac's
Ook triac's worden in honderden diverse typen aangeboden. In wat volgt een overzicht van de meest bekende laagvermogen uitvoeringen.

- **TX-C01-A40**
  - behuizing: TO-66(B)
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu MT1-MT2 stroom: 6 A
  - minimale MT1-MT2 stroom: 80 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 50 mA
- **TX-C02-A40**
  - behuizing: links boven figuur 3/3.14-23
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu MT1-MT2 stroom: 3 A
  - minimale MT1-MT2 stroom: 80 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 50 mA
- **TX-C03-A40**
  - behuizing: links boven figuur 3/3.14-23
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu MT1-MT2 stroom: 1 A
  - minimale MT1-MT2 stroom: 80 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 50 mA
- **40.669**
  - behuizing: TO-220(B)
  - maximale sperspanning: 400 V
  - maximale continu MT1-MT2 stroom: 8 A
  - minimale MT1-MT2 stroom: 30 mA
  - minimale ontsteek gate stroom: 25 mA

Voorbeeldschakelingen

Inleiding
In de volgende paragraafjes zullen wat praktische schakelingen besproken worden, waarin diac's, thyristoren, GTO's en triac's de hoofdrol spelen. Meteen zal duidelijk worden hoe zowel thyristoren als triac's gebruikt kunnen worden in wisselspanningsschakelingen.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-24: Een diac kan gebruikt worden als zeer eenvoudige pulsgenerator.

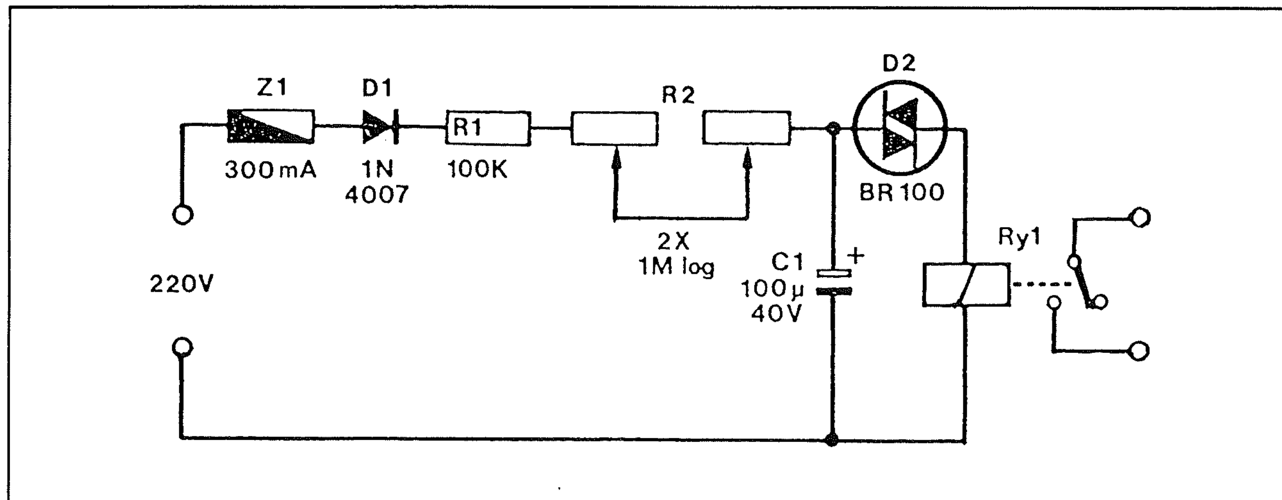
Een diac als pulsgenerator

Diac's worden meestal alleen gebruikt in de ontsteekkring van een thyristor of triac. Toch zijn er ook originele toepassingen voor zo'n onderdeel te verzinnen, zoals de hier voorgestelde pulsgenerator.

Het principeschema van dit originele idee is getekend in figuur 3/3.14-24. Een condensator C wordt door middel van een stroombron I opgeladen uit een hoge gelijkspanning. Over de condensator is een diac geschakeld. Zolang de spanning over de condensator lager is dan de doorslagspanning van de diac zal er een zeer lage stroom door deze halfgeleider vloeien. De condensator blijft zich opladen. Als de spanning over C gelijk wordt aan de doorslagspanning van de diac, gaat deze een grote stroom doorlaten. De condensator wordt vrijwel onmiddellijk ontladen en de spanning over het onderdeel valt terug tot de houdspanning van de diac. Deze gaat weer naar sper, de condensator laadt weer op. Met slechts drie onderdelen is dus een schakeling opgebouwd die met regelmatige tussentijden een korte stroompuls door de diac stuurt. Er vloeit immers alleen stroom door de diode gedurende de tijdsintervallen t1 tot en met t2 en t3 tot en met t4. De periode tussen deze intervallen is uiteraard in te stellen door de waarde van de constante stroom regelbaar te maken. Over de diac ontstaat een vrijwel ideale zaagtandspanning, met als enig nadeel dat de basis van deze spanning niet op de 0 V ligt, maar op ongeveer 15 V.

Door de basisschakeling van figuur 3/3.14-24 wat uit te breiden, kan men met een diac een relais sturen, dat op bepaalde tijdsintervallen eventjes sluit en een externe schakeling kan triggeren, bijvoorbeeld een automatische fotocamera, zodat men fotoreeksen van dynamische gebeurtenissen kan maken. Denk aan het groeien van planten of het spel van wolken en zon. Het schema is getekend in figuur 3/3.14-25. De 230 V netspanning wordt door middel van de diode D1 gelijkgericht. De pulserende gelijkspanning die daarvan het gevolg is zal via de weerstanden R1 en R2 de condensator C1 opladen. Over de condensator ontstaat dus een langzaam stijgende gelijkspanning. De snelheid waarmee de spanning stijgt is uiteraard afhankelijk van de grootte van de weerstanden. Na een bepaalde tijd is de spanning over de condensator gestegen tot de doorslagspanning van de diac.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

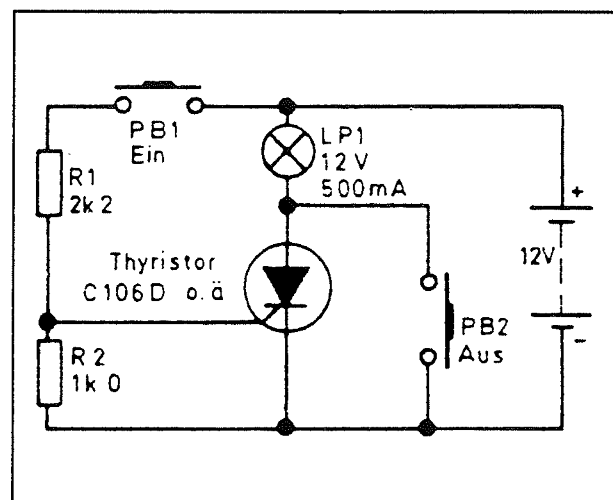


Figuur 3/3.14-25: Een diac gebruikt voor het sturen van een tijdrelais, dat met een bepaalde frequentie zijn contacten sluit.

Dit onderdeel slaat door, de condensator wordt zeer snel met een vrij grote stroom ontladen. Deze stroom vloeit ook door de spoel van het relais Ry1. Het contact van dit relais sluit. Nadat de condensator ontladen is tot de houdspanning van de diac gaat dit onderdeel weer sperren. De stroom wordt nul, het relais valt af en de condensator kan zich weer gaan opladen.

Een thyristor als flip-flop

Vaak heeft men in een bepaalde analoge schakeling een eenvoudige SET-RESET flip-flop nodig. Men kan dan een digitaal IC inzetten, maar meestal bevatten deze onderdelen meer dan een flip-flop. Onder bepaalde voorwaarden is het ook mogelijk een thyristor als geheugenelement in te zetten. Stel dat men een schakeling heeft waarin een bepaalde actie in- en uitgeschakeld met worden met behulp van twee drukknoppen START en STOP. Dat is een typische toepassing voor een SET-RESET flip-flop. Het thyristor equivalent is getekend in figuur 3/3.14-26. De belasting die AAN en UIT geschakeld moet worden is in dit geval een gloeilampje LP1.

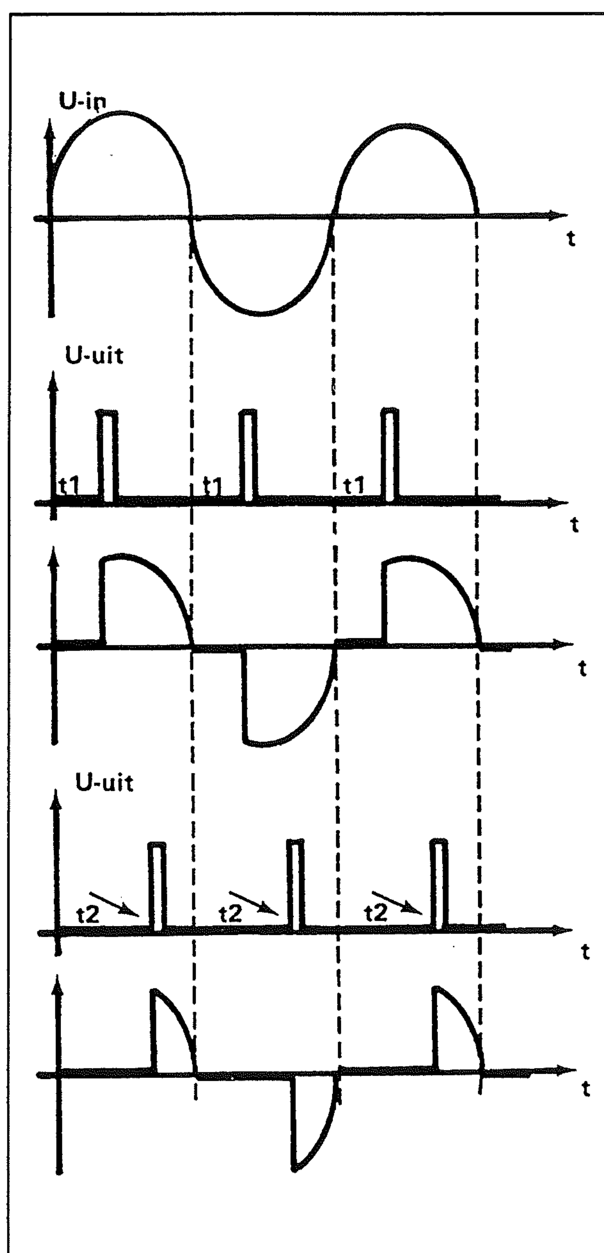


Figuur 3/3.14-26: Een eenvoudig voorbeeld van een thyristor, gebruikt als SET-RESET flip-flop.

De drukknop PB1 is de AAN-schakelaar. Drukt men op deze schakelaar, dan zal er vanuit de voeding via de schakelaar en de weerstand R1 een stroom in de gate van de thyristor vloeien. De halfgeleider gaat geleiden, het lampje branden. Ook na het loslaten van de drukknop zal het lampje natuurlijk blijven branden. Drukt men nu op PB2, de UIT-schakelaar, dan wordt de

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

thyristor kortgesloten en de stroom door het onderdeel gaat naar nul. Nul is natuurlijk in ieder geval kleiner dan de houdstroom, zodat de thyristor gaat sperren. Op het moment dat men de UIT-schakelaar loslaat zal het lampje doven.



Figuur 3/3.14-27: Het principe van fase-aansnij besturing van een thyristor of triac.

Het principe van fase-aansnij besturing
Zoals reeds geschreven worden thyristoren en triac's vaak gebruikt voor het met het net verbinden van belastingen en het regelen van het door deze belasting verbruikte vermogen. Al deze schakelingen werken volgens het principe van de fase-aansnij besturing. Het zal bekend zijn dat men de effectieve waarde van een wisselspanning kan variëren tussen nul en maximum door de wisselspanning als het ware door een elektronische schakelaar te sturen die, synchroon met de halve perioden van het signaal, de wisselspanning in- en uitschakelt. Door het moment van inschakelen in de halve periode te beïnvloeden wordt een kleiner of groter deel van de halve periode aan de gebruiker aangeboden. Dat principe staat bekend onder de naam "fase-aansnijding" en het wordt grafisch toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/3.14-27.
In de bovenste grafiek is anderhalve periode van een wisselspanning getekend. In de tweede en derde grafiek is getekend wat er gebeurt als een triac een tijdsduur t_1 na de nuldoorgang van de sinus wordt ingeschakeld. Een gedeelte van de sinus wordt geblokkeerd, slechts dat deel van de halve periode na moment t_1 wordt doorgekoppeld naar de verbruiker. Als men de schakelaar later in de periode sluit, bijvoorbeeld op moment t_2 in de onderste grafieken, dan zal een nog kleiner deel van de halve periode aan de verbruiker worden aangeboden.
Op deze manier kan men het vermogen dat de wisselspanning kan opwekken in een verbruiker heel soepel regelen tussen nul en de maximale waarde. Belangrijke voorwaarde is uiteraard wél dat de schakelaar weer geopend wordt bij de volgende nuldoorgang van de spanning. Een thyristor of triac is een ideale elektronische

schakelaar voor deze toepassing. Als men over dat onderdeel een spanning zet, dan zal de triac sperren en dus als het ware een geopende schakelaar vormen. Zet men echter een smal pulsje op de gate, dan zal het onderdeel ontsteken en in deze toestand blijven totdat de stroom door de triac tot onder de houdwaarde daalt. De triac is dan te vergelijken met een gesloten schakelaar met een zeer kleine inwendige weerstand. Door de fysische eigenschap dat de triac uit zichzelf naar sper gaat als de stroom onder de houdwaarde valt hoeft men geen maatregelen te treffen om het onderdeel precies op de nuldoorgang van de sinus naar sper te sturen. Bij de nuldoorgang is de wisselspanning immers even nul en zal er ook geen stroom door de kring vloeien. De stroom door de triac valt dus onder de houdwaarde en de triac dooft vanzelf. Het enige dat men dus moet doen om een universeel bruikbare triac-regeling te ontwerpen is een schakeling verzinnen die smalle pulsjes genereert die gesynchroniseerd zijn met de nuldoorgang van de sinus en waarbij men het verschijningsmoment continu kan verschuiven over de volledige halve periode van het signaal. Hiervoor zijn diverse praktische oplossingen verzonnen, van zeer eenvoudige tot zeer ingewikkelde.

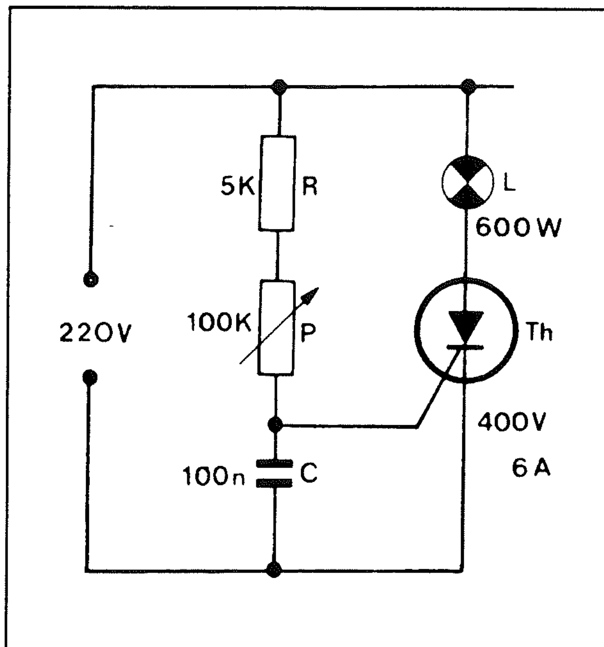
Fase-aansnijding bij een thyristor

De eenvoudigste schakeling die het principe van de fase-aansnijding in de praktijk brengt, is getekend in figuur 3/3.14-28. Stel dat bij het inschakelen de netspanning begint met een positief gerichte halve sinus. De thyristor Th is nog niet open en via de lamp L stijgt de spanning op de anode van de thyristor. Tegelijkertijd gaat er via R en P een stroom lopen, die condensator C begint op te laden. Op een gegeven moment is de condensatorspanning zo ver gestegen, dat er een stroom in de gate kan gaan lopen. Op dat moment gaat de thyristor open. De positieve sinushelft op de anode van de thyristor is dan al gedeeltelijk voorbij. Stelt men P bijvoorbeeld op zijn middelste stand in, dan is de positieve sinushelft al half voorbij, voordat de thyristor open gaat. De lamp krijgt ook slechts stroom gedurende de helft van de positieve sinushelft en zal daarom ook maar zwak branden. Gedurende de negatieve sinushelft kan de thyristor niet open gaan (want het is tenslotte een gelijkrichter). Bij de nuldoorgang van de wisselspanning daalt de stroom door de thyristor tot nul, met andere woorden, de thyristor dooft. Pas tijdens de volgende positieve sinushelft kan de thyristor weer open gaan. Stelt men P op minimale weerstand in, dan is C zeer snel opgeladen en zal al helemaal in het begin van de positieve sinushelft de thyristor laten ontsteken. Bij maximale weerstand van P wordt de oplading van C zodanig vertraagd dat de thyristor Th pas op het allerlaatste stukje van de sinushelft ontsteekt, de lamp zal zo goed als niet branden.

Fase-aansnijding met een bruggelijkrichter

Een nadeel van de beschreven schakeling is de gelijkrichtende werking. Daarom worden de negatief gerichte sinushelften niet doorgelaten en de lamp kan slechts van 0 % tot 50 % van zijn maximale intensiteit worden geregeld. Dit nadeel kan worden ondervangen door de lichtnetspanning eerst dubbelfasig gelijk te richten. Dat betekent, dat men de negatieve sinushelften naar boven omklapt, waardoor zij ook positief worden. Dit is aanschouwelijk gemaakt in figuur 3/3.14-29. Met deze schakeling is het mogelijk, de lamp van 0 % tot 100 % van zijn helder-

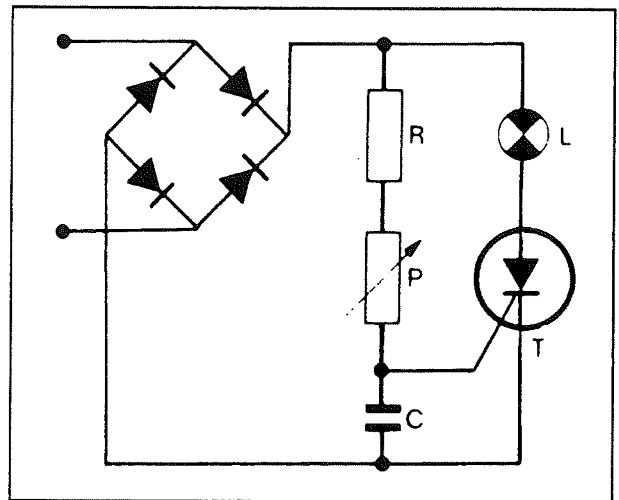
heid te regelen. Deze methode wordt echter in de praktijk weinig toegepast, want dit probleem kan op eenvoudigere wijze worden opgelost door toepassing van een triac.



Figuur 3/3.14-28: Fase-aansnij besturing van een thyristor.

Fase-aansnijding bij triac's

De praktijkschakeling is weer een lichtdimmer, het schema is in figuur 3/3.14-30 gegeven. De grote overeenkomst met de thyristorschakeling valt meteen op en de werking is ook identiek, alleen worden in dit geval ook de negatieve sinushelften doorgelaten en over de lamp gezet. Het enige wezenlijke verschil bestaat uit de triggerdiode D. De diac is in deze triacregeling noodzakelijk, omdat een triac een vrij grote ontsteekstroom nodig heeft. Condensator C1 kan zich dus eerst tot ongeveer 26 V opladen, voordat de diac open gaat. In de condensator is op dat moment voldoende lading aanwezig, om de voor de triac noodzakelijke grote ontsteekstroom te leveren. Let er verder op dat de laadweerstanden nu ***tussen de belasting en de triac*** zijn geschakeld. Dit is bij een fase-aansnij besturing met een diac absoluut noodzakelijk!

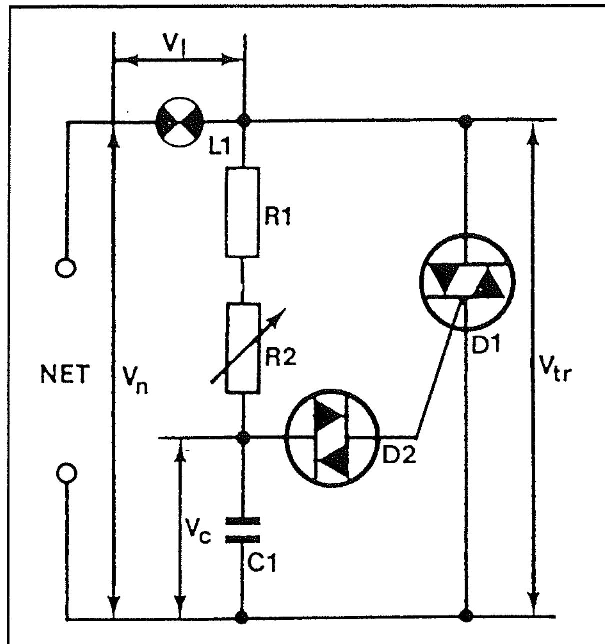


Figuur 3/3.14-29: Door het tussen schakelen van een bruggelijkrichter wordt de netspanning gelijkgericht en kan de thyristor beide halve perioden van de netspanning geleiden.

Compensatie van de "dimmer-hysteresisch"

Het schema van figuur 3/3.14-30 werkt wel goed en is in feite de standaard schakeling in alle goedkope lichtdimmers, maar er valt toch wel wat aan te verbeteren. Tot nu toe is aangenomen dat het doorslaan van de diac geen gevolgen heeft voor de spanning over de condensator. Dat is echter wél het geval en hierdoor ontstaat een verschijnsel dat "dimmer-hysteresisch" wordt genoemd. Het verschijnsel van de hysteresisch wordt grafisch toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/3.14-31. In de bovenste grafiek is de spanning over de condensator getekend als de waarde van de weerstanden R1+R2 groot is.

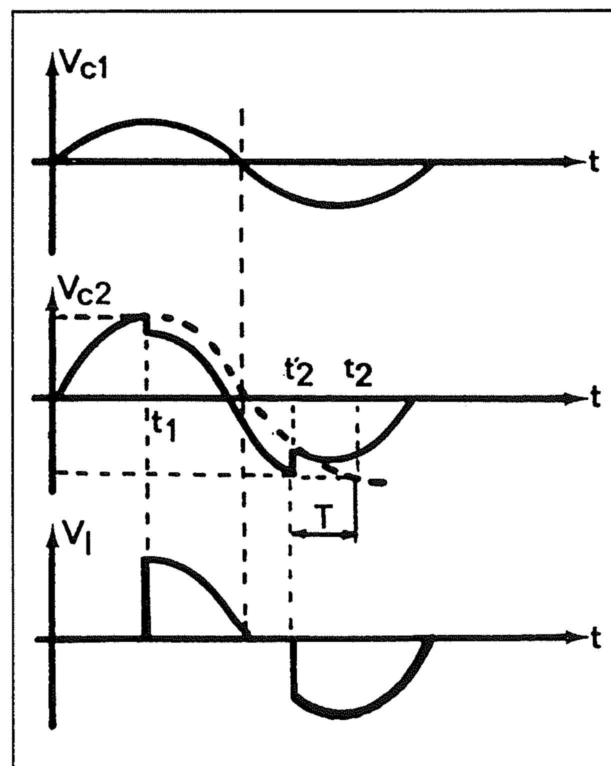
3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-30: Fase-aansnij regeling bij een triac. Let op de plaats waar de laadweerstanden met de rest van de schakeling zijn verbonden!

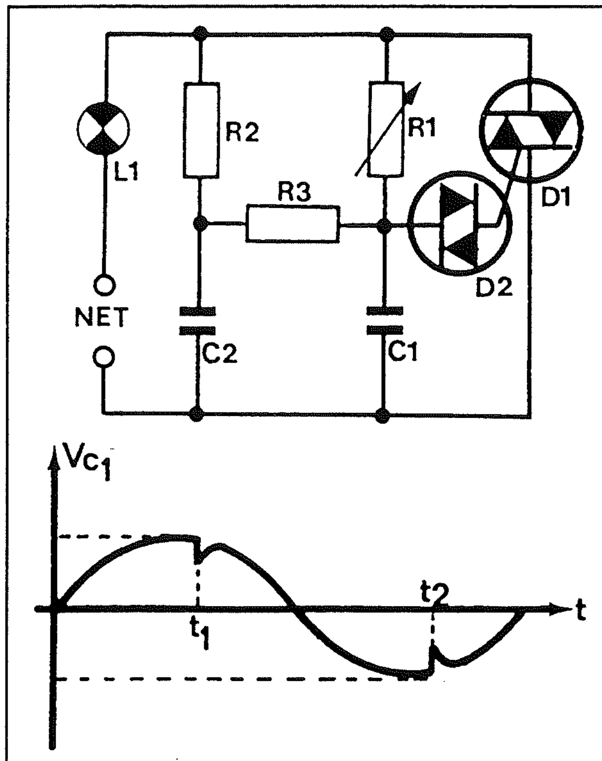
De condensator kan dan niet opladen tot de doorslagspanning van de diac. De condensatorspanning verloopt keurig sinusvormig. In de tweede grafiek is de situatie getekend als men de weerstandswaarde zo ver vermindert dat de condensator net tot de ontsteekspanning van de diac kan opladen. Dit gebeurt op tijdstip t1. Het ontsteken van de diac heeft tot gevolg dat er een stroom door het onderdeel gaat vloeien. Deze stroom kan alleen geleverd worden door de condensator. Het gevolg is dat de condensatorspanning opeens iets gaat zakken. Wat er zou gebeuren als die spanningsdaling zich niet voordeed is gestippeld getekend. Bij de volgende halve periode van de netspanning zou de condensatorspanning op tijdstip t2 weer gelijk worden aan de ontsteekspanning van de diac. Maar door de spanningsreductie, als gevolg van de diac-stroom, zal dat tweede moment zich iets vroeger in de tijd voordoen, namelijk op moment t'2.

Wat heeft dit nu tot gevolg voor de lamp? Zonder deze spanningsreductie zou de lamp in de eerste halve periode op tijdstip t1 ontsteken en in de tweede halve periode op tijdstip t2. Beide tijdstippen zijn even ver verschoven ten opzichte van de nuldoorgang van de netspanning. In beide halve perioden zou er dus een identieke faseverschuiving ontstaan tussen de nuldoorgang van het net en het brandmoment van de lamp. De lamp zou zachtjes gaan opgloeien. Door die plotselinge spanningsval, echter, zal de lamp in de tweede halve periode eerder gaan branden. De lamp gaat dus in de praktijk niet zachtjes oplichten, maar gaat opeens met een reeds tamelijk grote intensiteit branden.



Figuur 3/3.14-31: Het verschijnsel "dimmerhysteresisch" grafisch verklaard.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



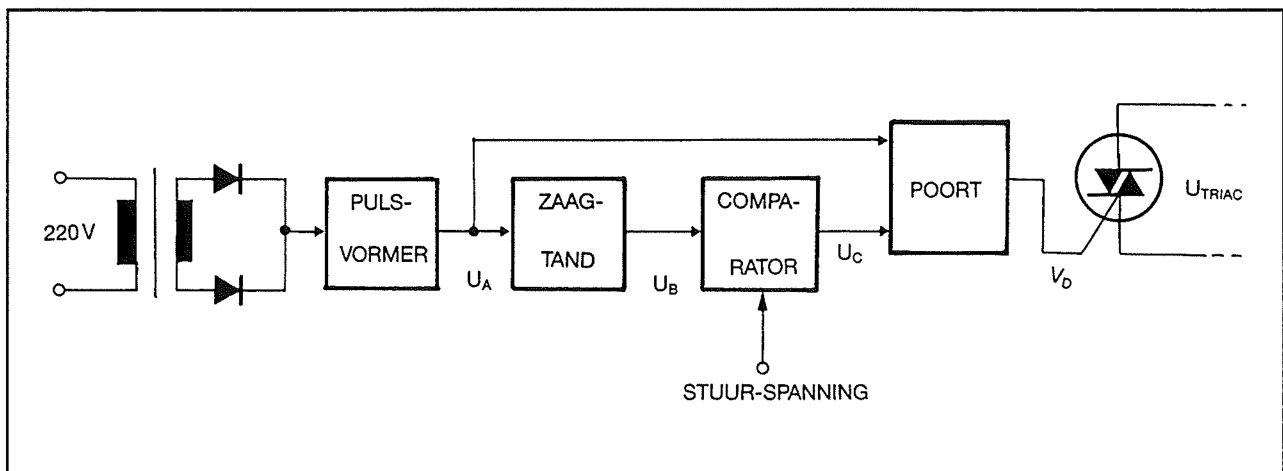
Figuur 3/3.14-32: Door twee RC-netwerken op te nemen kan men de dimmer-hysteresisch compenseren.

Dit verschijnsel noemt men de "hysteresisch" van de dimmer. Zoals iedereen die al eens ooit een inbouwdimmer geïnstalleerd heeft uit de praktijk weet, vertonen de meeste goedkope lichtdimmers dit effect.

Het hysteresisch-verschijnsel is op een tamelijk eenvoudige manier te compenseren. Hoe dat kan is getekend in figuur 3/3.14-32. Er zijn nu twee RC-netwerken aanwezig, die door middel van de weerstand R3 met elkaar verbonden zijn. Op het moment dat de spanning over C1 gestegen is tot de doorslagspanning van de diac en de diac stroom uit de condensator gaat halen, zal condensator C2 zijn soortgenoot C1 te hulp komen. De spanningsdaling over C1 wordt snel aangevuld via een stroom die via R3 uit C2 geleverd wordt. Het komt er nu alleen op aan de onderdelen zo te berekenen dat op het kritische moment in de regeling, het moment waarbij de spanning over C1 gelijk wordt aan de doorslagspanning van de diac, de spanning over C2 groot genoeg is om de spanningsreductie over C1 te compenseren.

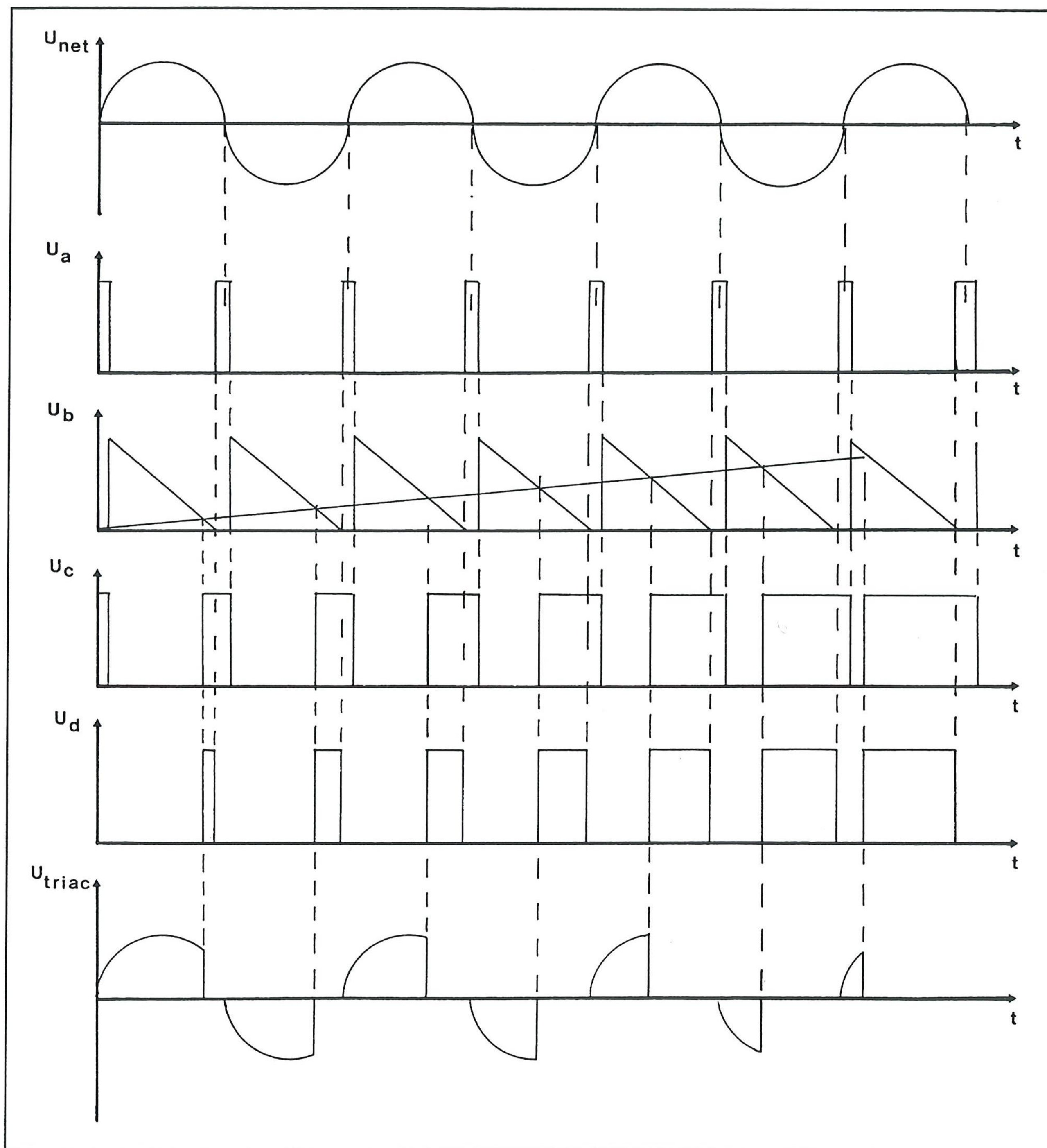
Fase-aansnij besturing met gelijkspanning

Soms is het erg onhandig dat de potentiometer waarmee men de mate van fase-aansnij besturing regelt rechtstreeks met de netspanning verbonden is.



Figuur 3/3.14-33: Het principe van fase-aansnij besturing middels een stuurspanning.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-34: Het verloop van de spanningen in het blokschema van figuur 3/3.14-33.

Bij een heleboel vermogensregelingen wil men het vermogen kunnen regelen door middel van een stuurspanning, bijvoorbeeld een gelijkspanning tussen 0 V en 10 V. Bij 0 V mag de belasting geen vermogen verbruiken, bij 10 V moet de belasting volledig met het net verbonden worden en maximaal vermogen consumeren. Dergelijke systemen bestaan en zijn niet eens zo moeilijk te ontwerpen. Hoewel er

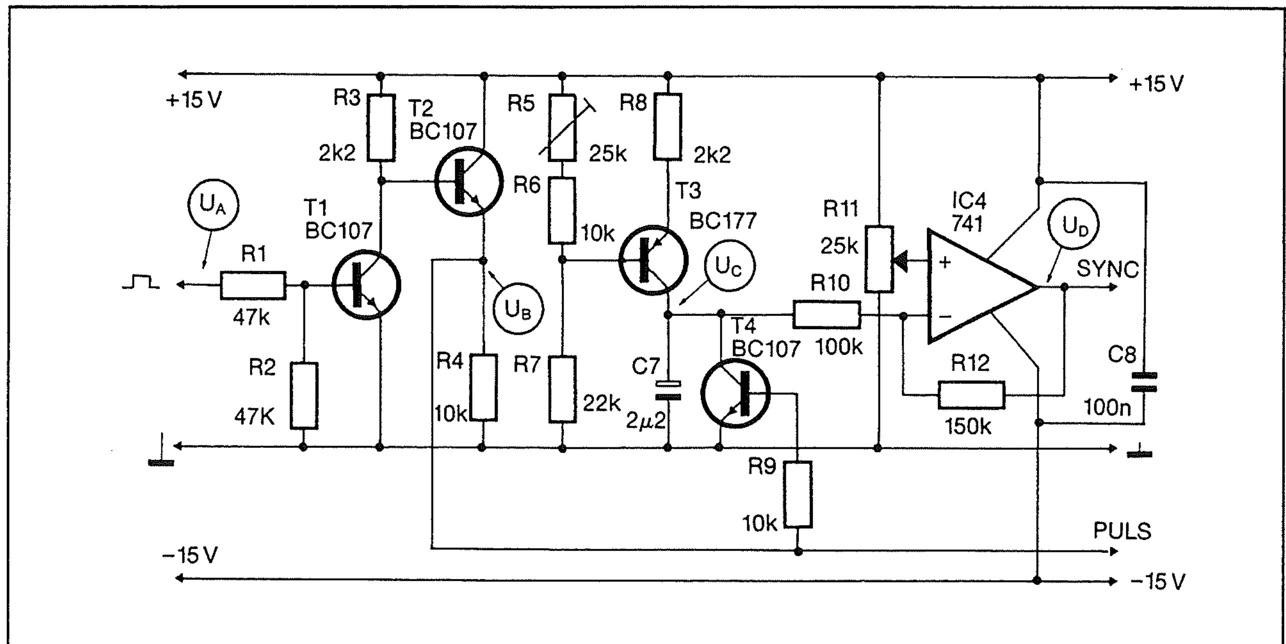
verschillende systemen bestaan om een triac door middel van fase-aansnij besturing uit een gelijkspanning te regelen, is de hier beschreven methode het meest betrouwbare. De principiële werking volgt uit het blokschema van figuur 3/3.14-33 en de grafieken van figuur 3/3.14-34. Uit de netspanning U_{net} wordt via een transformator (dit kan de voedingstrafo zijn) een puls U_a afgeleid, die optreedt rond de nuldoorgang van de net-sinus.
Deze puls wordt gebruikt voor het starten van een zaagtandgenerator, die een zaagtand met negatieve helling genereert. Bij de start van de cyclus is de spanning dus maximaal en deze zal lineair dalen tot nul. De zaagtand is dank zij de pulsen gesynchroniseerd met de halve perioden van de netspanning. Deze zaagtand U_b wordt in een comparator vergeleken met de stuurspanning tussen 0 en +10 V. Het resultaat is een puls U_c, die positief is als de stuurspanning groter is dan de zaagtandspanning. De uitgangsspanning van de comparator U_c wordt samen met de allereerste puls U_a aangeboden aan een poort, die er voor zorgt dat de uitgangsspanning U_p positief wordt op het moment dat U_c positief wordt en weer naar nul gaat op het moment dat de puls U_a verschijnt. De staart wordt als het ware van de pulsen U_c afgeknipt!
Vergelijkt men de pulsen U_p met de netspanning U_{net} dan valt op dat:
- De achterflank van de puls optreedt net vóór de nuldoorgang van de netspanning.
- De voorflank van de puls ergens in de periode valt en dat "ergens" wordt bepaald door de grootte van de stuurspanning. Hoe groter de spanning, hoe eerder in de periode de puls ontstaat, hoe kleiner de spanning hoe dichter bij de volgende nuldoorgang de puls verschijnt.

Het zal dus duidelijk zijn dat men met deze puls de triac kan aansturen. Uit de U_{triac}-grafiek blijkt duidelijk dat hoe breder de puls, hoe minder spanning er over de triac blijft staan en hoe meer spanning er voor de belasting beschikbaar is.
Deze pulsbreedte-modulatie is vanwege de onderstaande redenen de meest betrouwbare methode om de fase-aansnijding van het wisselspanningsnet te regelen:
- Gedurende de volledige geleidingsperiode van de triac wordt er een ontsteekstroom in de gate gestuurd. De triac kan dus nooit door stoorspanningen onverwacht naar sper schakelen en zal, ook bij zeer kleine belastingen, toch blijven geleiden.
- De gate-stroom valt weg net voordat de sinus door nul gaat. Er bestaat dus absoluut geen gevaar dat de triac gaat "happen": het per ongeluk in geleiding blijven doordat er op de gate rond de nuldoorgang van de sinus een signaal ontstaat.
- De ontsteekpulsen kunnen zonder problemen galvanisch gescheiden van de ene naar de andere schakeling worden overgebracht door middel van een optische koppelaar.
- Er moeten al zeer grote stoorpulsen op de netspanning verschijnen alvorens het synchronisatie-systeem in de war raakt.

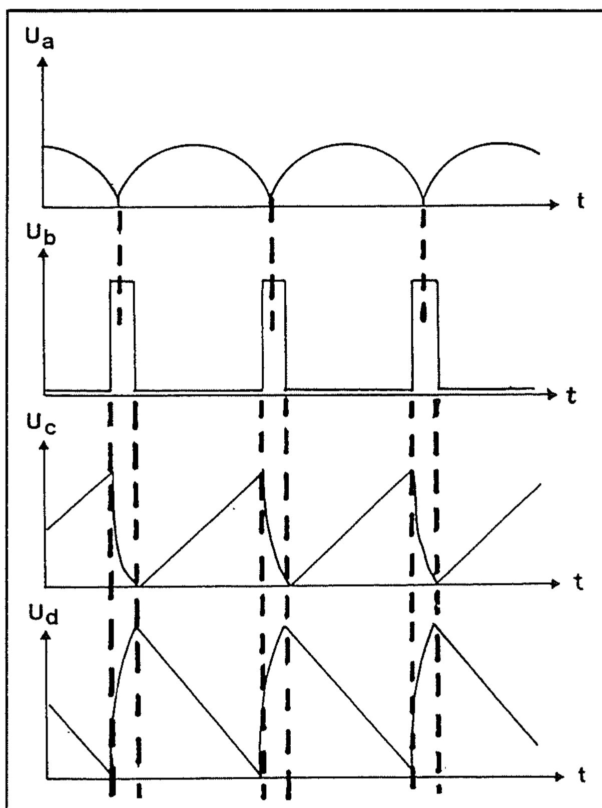
Van blokschema naar praktijk
Het besturen van een triac met behulp van een gelijkspanning komt zo vaak in de ontwerppraktijk voor, dat het een goed idee leek het blokschema van figuur 3/3.14-33 te concretiseren. De zaagtandgenerator is het moeilijkste deel van de

schakeling. Uit figuur 3/3.14-34 volgt dat deze spanning een beetje vreemd verloopt. De meeste zaagtanden starten bij 0 V en stijgen dan lineair naar een bepaalde maximale waarde. Deze zaagtand, echter, start bij een bepaalde positieve waarde en daalt dan lineair naar 0 V! Toch kan deze spanning vrij eenvoudig worden gegenereerd. Het schema van de zaagtandgenerator is getekend in figuur 3/3.14-35. De werking wordt besproken aan de hand van de grafieken van figuur 3/3.14-36.
De onafgevlakte positieve voedingsspanning U_a wordt aangeboden aan de basis van transistor T1. Deze zal in geleiding gestuurd worden, behalve rond de nuldoorgang van de net-sinus. Het signaal U_a wordt dan immers klein en de spanningsdeler R1/R2 zorgt ervoor dat de basisemitterspanning kleiner wordt dan de 0,65 V geleidingsspanning. Op de collector van deze transistor ontstaat dus een smalle positieve puls rond de nuldoorgang van het net. Deze spanning wordt aangeboden aan de emittervolger T2 en men vindt hetzelfde signaal U_b terug over weerstand R4, maar nu in staat de voor het aansturen van alle schakelingen noodzakelijke stroom te leveren. Transistor T3 is geschakeld als eenvoudige stroombron. De constante stroom die deze halfgeleider levert wordt bepaald door de stand van de loper van de instelpotentiometer R5. De constante stroom, die door de collector geleverd wordt, laadt condensator C7 op. Over dit onderdeel ontstaat dus een lineair stijgende spanning U_c.
Transistor T4 sluit deze condensator kort telkens als er een puls U verschijnt. Het gevolg is dat over de condensator een stijgende zaagtand ontstaat, die mooi synchroon loopt met de halve perioden van de netspanning. Uit de bespreking van de werking van de pulsbreedte-modulator in de vorige paragraaf bleek echter dat men een dalende zaagtand nodig heeft. Vandaar de operationele versterker IC4. Deze trap is als inverterende verschilversterker geschakeld. De zaagtand wordt aangeboden aan de inverterende ingang. De weerstandsdeler R10/R12 stelt de operationele versterker als inverterende versterker in. Op de uitgang zou (met de nietinverterende ingang aan de massa gedacht) dus een zaagtand verschijnen, die geïnverteerd is ten opzichte van de ingangsspanning. Het gevolg zou een dalende zaagtand zijn, die echter tussen 0 V en ongeveer -8 V zou verlopen. Dit signaal moet als het ware 8 V "opgekrikt" worden om gelijk te worden aan het signaal dat nodig is. Vandaar dat de niet-inverterende ingang van de versterker niet aan de massa is geschakeld maar aan de loper van de instelpotentiometer R11. Met dit onderdeel is het mogelijk de positieve ingang van de op-amp op een bepaalde constante positieve spanning in te stellen. Het is deze spanning, die er voor zorgt dat de zaagtand op de uitgang van de op-amp verloopt zoals geschetst in grafiek U_d van figuur 3/3.14-36. Door het verdraaien van de potentiometer kan men de uitgangsspanning zo instellen, dat de laagste top precies gelijk valt met de 0 V as.
Deze zaagtand, de SYNC, en de positieve nuldoorgangs-puls, de PULS, worden gebruikt in de pulsbreedte-modulator, die de stuurspanning voor de triac genereert. In feite is dat, zoals blijkt uit het schema van figuur 3/3.14-37, niets meer dan een als comparator geschakelde operationele versterker ICA en een spanning-naar-stroom omzetter. De SYNC-zaagtand wordt via een instelpotentiometer aangeboden aan de inverterende ingang van de operationele versterker.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



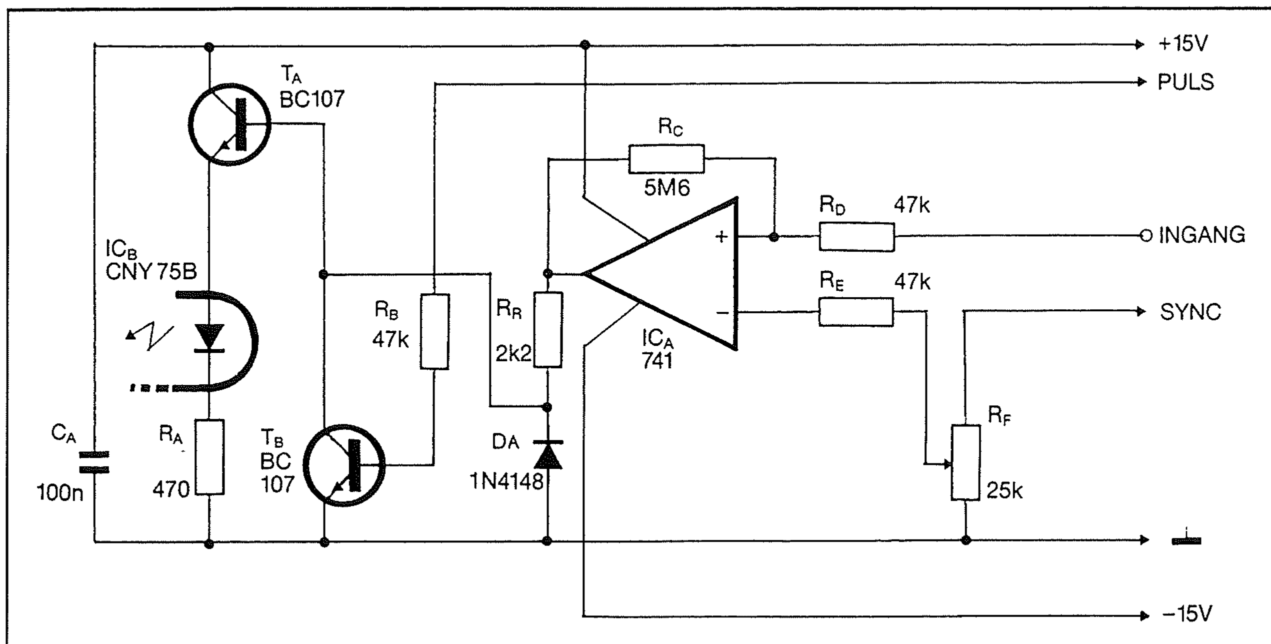
Figuur 3/3.14-35: Met deze schakeling kan de lineaire zaagtandspanning, die met de netspanning gesynchroniseerd is, worden gegenereerd.



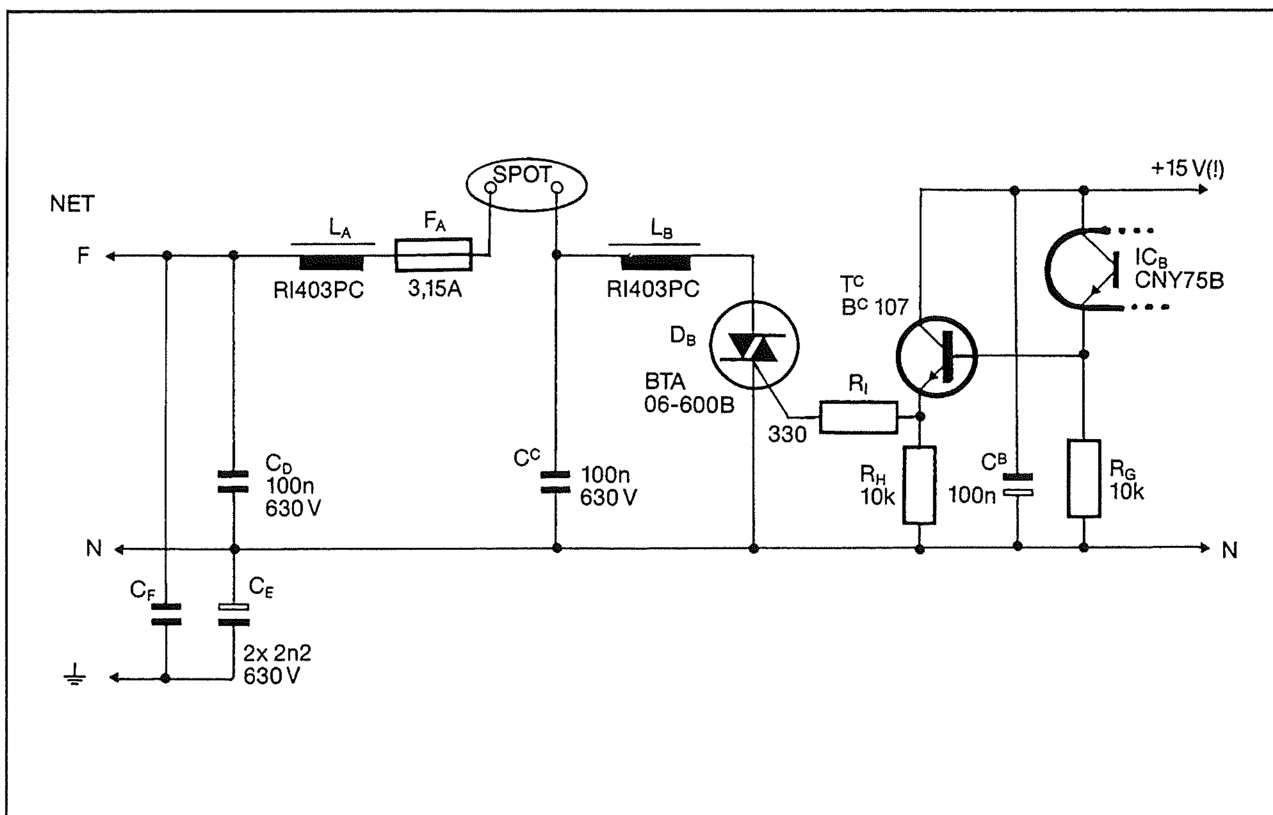
Figuur 3/3.14-36: De spanningsvormen in het schema van figuur 3/3.14-35.

De stuurspanning INGANG tussen 0 en +10 V gaat naar de niet-inverterende ingang. De comparator levert een positieve puls af op het moment dat de stuurspanning groter is dan de zaagtand. Door dit effect ontstaat op de uitgang een positieve puls, waarvan de voorflank heen en weer schuift als men de stuurspanning varieert. De comparator is, door het aanbrengen van een grote terugkoppelweerstand tussen uitgang en positieve ingang, voorzien van een kleine hysteresisch. Door deze extra weerstand Rc zal het omklappunt van de comparator niet beïnvloed worden door eventuele rimpel of ruis op de stuurspanning. De operationele versterker wordt symmetrisch gevoed. De uitgangspuls springt dus heen en weer tussen -15 V en +15 V. Met een negatieve spanning kan men echter niets beginnen en vandaar dat deze door de diode DA wordt kortgesloten naar massa. De in breedte gemoduleerde puls gaat naar de basis van de emittervolger TA.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-37: Met een dergelijke schakeling kan men de zaagtand SYNC vergelijken met de stuurspanning (INGANG) en in breedte variabele pulsen opwekken voor de gate van de triac.



Figuur 3/3.14-38: Het aansturen van de triac uit de in breedte gemoduleerde pulsen middels een optische koppelaar.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

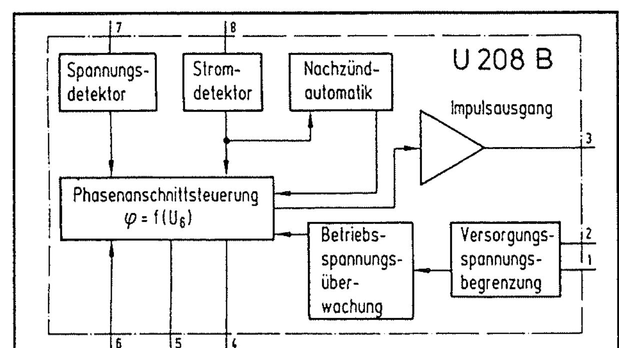
Als de puls aanwezig is, gaat de transistor geleiden en stuurt een stroom van ongeveer 25 mA door de infrarode LED van de opto-coupler ICB. Men moet er nu nog voor zorgen dat de ontsteekpuls van de triac in ieder geval verdwenen is rond de nuldoorgang van de net-sinus. Vandaar transistor TB, die het signaal op de basis van TA kortsluit naar massa als de nuldoorgangs-puls "PULS" verschijnt. Het schema van de triac-besturing is getekend in figuur 3/3.14-38. De foto-transistor van de optische koppelaar staat in serie met een weerstand tussen de +15 V en de nul (N) van het net. Als de LED van de koppelaar licht uitstraalt (de in breedte gemoduleerde puls is aanwezig) gaat de fototransistor geleiden en verschijnt de volle +15 V over weerstand RG. Dit signaal wordt aangeboden aan de emittervolger TC en stuurt nadien via voorschakelweerstand Ri een stroom van ongeveer 35 mA in de gate van de triac DB.

Het regelen van motoren

Een van de interessantste toepassingen van thyristoren en triac's is het regelen van het toerental van kleine motoren. Iedere moderne elektrische boormachine heeft een toerentalregeling die met een triac werkt. Er zijn ontelbare manieren ontwikkeld om het toerental van een motor te regelen. De beste zorgen ervoor dat het ingestelde toerental van de motor onafhankelijk is van de mechanische belasting van de motor-as. Dat vereist echter toch wel tamelijk ingewikkelde schakelingen en vandaar dat men er verstandig aan doet bij dergelijke toepassingen onmiddellijk een beroep te doen op speciaal voor dit doel ontworpen IC's. Een leuk IC hiervoor is de U208B, ontwikkeld door Telefunken. Dit DIL-8 IC heeft de onderstaande mogelijkheden:

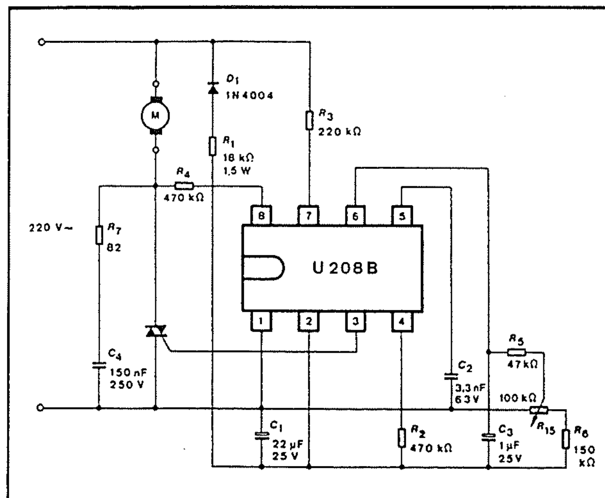
- kan rechtstreeks uit de 230 V netspanning gevoed worden;
- verbruikt slechts 2,5 mA stroom;
- heeft een stroomdetector, die de door de motor opgenomen stroom meet en daardoor een indruk krijgt van de mechanische motorbelasting;
- past de breedte van de ontsteekpulsen aan als het toerental van de motor zou willen dalen of stijgen;
- levert ontsteekpulsen van maximaal 215 mA aan de gate van de triac;
- heeft een interne zaagtandgenerator en een comparator en werkt volgens het principe van de fase-aansnij besturing;
- meet de vorm van de netspanning en de vorm van de stroom door de motor;
- als er faseverschuivingen tussen beide stromen ontstaan levert de schakeling extra ontsteekpulsen (zogenoemde Nachzünd-impulsen), om het ontsteken of doven van de triac op ongewenste momenten te voorkomen.

Het intern blokschema van dit interessant IC is voorgesteld in figuur 3/3.14-39, terwijl een praktische schakeling in figuur 3/3.14-40 is getekend.

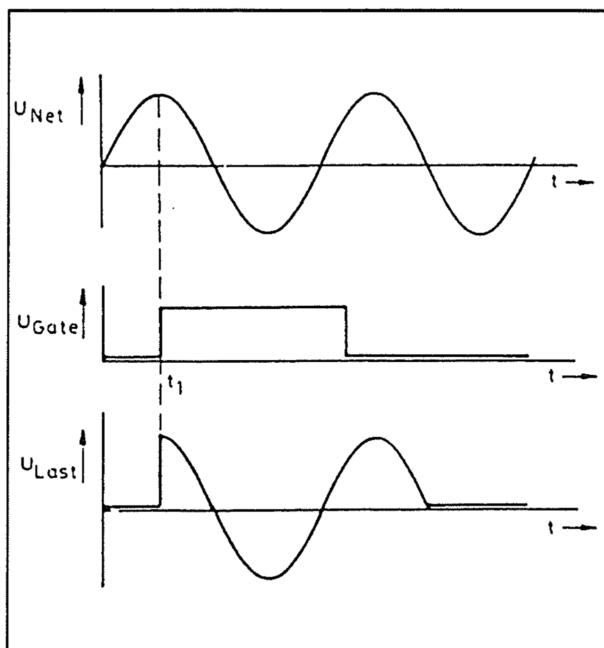


Figuur 3/3.14-39: Intern blokschema van de motorregelaar U208B van Telefunken.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's



Figuur 3/3.14-40: Een voorbeeldschakeling rond de U208B, waarmee het toerental van kleine motoren geregeld kan worden.



Figuur 3/3.14-41: Aan de hand van deze grafieken wordt verklaard waarom het belangrijk is de triac in te schakelen op het moment dat de netspanning door de nul gaat.

Triac's schakelen in de nuldoorgang

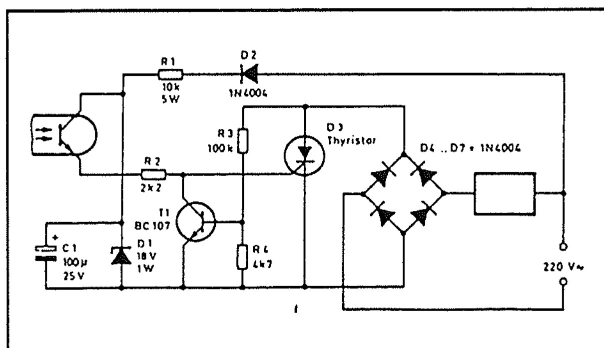
De tot nu toe behandelde stuurschakelingen schakelen de thyristor of triac op willekeurige momenten in. Zoals uit figuur 3/3.14-41 blijkt, zal op het moment t1 dat de gatespanning verschijnt, de triac de netspanning opeens verbinden met de belasting. Er ontstaat dan een zeer snel opkomende en forse stroomstoot door de schakeling, die een heleboel hogere harmonischen bevat. Dit verschijnsel is de oorzaak van de beruchte storingen, die thyristor- en triac-schakelingen in radio- en TV-ontvangst kunnen veroorzaken.

Bij het sturen van de intensiteit van lampen of de snelheid van motoren kan men niet anders dan de triac's in het midden van de netperioden aansturen. Als men echter motoren, verwarmingselementen of lampen alleen aan en uit wil schakelen moet men een techniek toepassen, die "nuldoorgang schakelen" heet. Bij deze techniek worden de triac's aangestuurd op het moment dat de netspanning door de nul gaat. De stroom door de keten is dan natuurlijk nul en als de netspanning aan de volgende periode begint zal de stroom die door triac en belasting loopt niet pulsvormig met een grote waarde opkomen, maar langzaam stijgen, dus op dezelfde manier als de netspanning langzaam stijgt van 0 V naar haar topwaarde van ongeveer 325 V. Door deze langzame stroomstijging ontstaan er veel minder hogere harmonischen, stoort de schakeling nauwelijks en moet men geen beroep doen op dure ontstoorspoelen (zie laatste paragraaf).

In figuur 3/3.14-42 is een eenvoudige schakeling getekend, waarbij een triac wordt gestuurd uit een gelijkspanning via een optische koppelaar. De foto-transistor uit deze koppelaar wordt gevoed uit een gestabiliseerde en afgevlakte gelijkspan-

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

ning. Deze voedingsspanning wordt opgewekt door de gelijkrichtdiode D2, de weerstand R1, de zenerdiode D1 en de elco C1. Tussen de emitter van de transistor en de gate van de thyristor is een extra schakeltrap opgenomen. De basis van T1 wordt via de weerstanden R3 en R4 gestuurd uit de gelijkgerichte, maar niet afgevlakte netspanning. Het gevolg is dat deze transistor gedurende het grootste deel van de periode van de netspanning geleidt. Alleen als de netspanning door de nul gaat zal de transistor even sperren. De kortsluiting tussen de gate van de thyristor en de massa wordt opgeheven en de thyristor wordt in geleiding gestuurd. Dit natuurlijk in de veronderstelling dat de optische koppelaar gestuurd wordt en de fototransistor geleidt! Op deze eenvoudige manier kan men er voor zorgen dat de thyristor of triac alleen kan beginnen met geleiden op het moment dat de sinus van de netspanning aan een nieuwe halve periode begint.

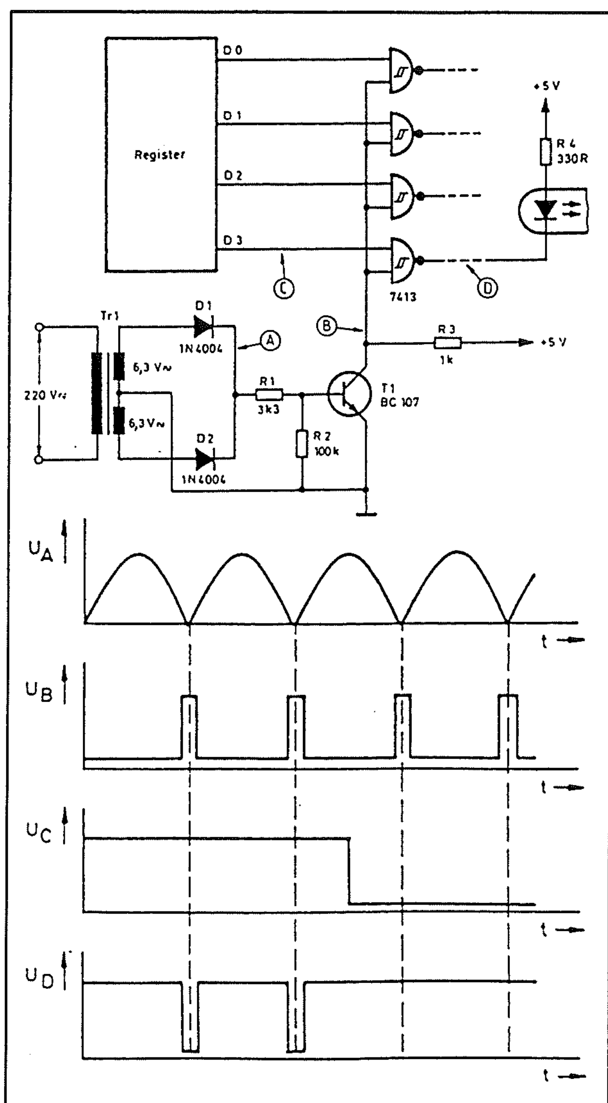


Figuur 3/3.14-42: Een schakeling waarmee men een thyristor laat geleiden op het moment dat de netspanning door de nul gaat.

Bij uitgebreide systemen waar tientallen belastingen met behulp van thyristoren of triac's geschakeld moeten worden is het economischer de synchronisatie op de nuldoorgang van de netspanning in de ingangskringen op te nemen. In figuur 3/3.14-43 is een dergelijk systeem getekend. Vier stuursignalen D0 tot en met D3 moeten via optische koppelaars vier triacschakelingen aansturen. Deze signalen kunnen op willekeurige momenten verschijnen en het is dus noodzakelijk op de een of andere manier synchronisatie op de nuldoorgang van de netspanning in het systeem in te voeren. In de meeste gevallen volstaat het een korte positieve puls rond de nuldoorgang van het net op de gate van de schakelaar te zetten. Thyristoren en triac's hebben immers de eigenschap dat zij ontstoken blijven totdat de stroom erdoor onder een bepaalde houdwaarde valt. Door dus een korte ontsteekpuls in de gate te sturen even na de nuldoorgang van het net zal de thyristor of triac voor de rest van de halve periode ontstoken blijven. Uit een klein voedingstrafootje wordt door middel van twee dioden D1 en D2 een gelijkgerichte maar niet afgevlakte wisselspanning U_A afgeleid. Deze pulsen worden aangeboden aan de basis van de transistor T1. Deze halfgeleider zal geleiden, behalve rond de nuldoorgang van het net. Op de collector ontstaan dus smalle positieve pulsen U_B die gesynchroniseerd zijn met de nuldoorgang van het net. Deze pulsen worden aangeboden aan de ingangen van Schmitt-trigger poorten van het type 7413. De overige ingangen van de poorten gaan naar de ingangen waarop de vier stuursignalen voor het systeem ter beschikking staan.

Als een stuursignaal, bijvoorbeeld U_C, "L" is zal de uitgang van de poort "H" zijn. Er vloeit geen stroom door de LED in de optische koppelaar. Als de stuurspanning "H" wordt zal de uitgang de poort "H" blijven, behalve tijdens de nuldoorgan-

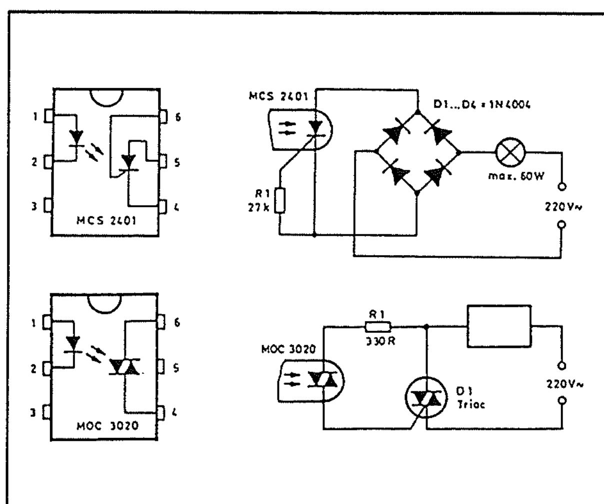
gen van het net. Op dat moment zijn immers beide ingangen van de poort "H" en de uitgang wordt "L". De LED wordt door deze lage pulsen gestuurd, de foto-transistor van de optische koppelaar wordt dan alleen in geleiding gestuurd rond de nuldoorgang van de netspanning.



Figuur 3/3.14-43: Het synchroniseren van vier triac-besturingen met de nuldoorgang van de netspanning.

Triac's sturen via speciale foto-koppelaars

Door diverse fabrikanten worden optische koppelaars op de markt gebracht, waarbij de foto-transistor is vervangen door een foto-thyristor of een foto-triac. Met deze schakelingen kan men op een heel eenvoudige manier thyristoren en triac's ***geïsoleerd van het net*** aansturen. De standaard aansluitgegevens en de al even standaard voorbeeldschakelingen zijn samengevat in figuur 3/3.14-44. Het type MCS2401 wordt door General Instruments verkocht. De LED mag belast worden met maximaal 60 mA. De thyristor kan een piekstroom van 1 A leveren en een gemiddelde stroom van 400 mA. De sperspanning bedraagt 400 V. Met deze optische koppelaar kan men dus belastingen tot 60 VA schakelen.



Figuur 3/3.14-44: Het sturen van thyristoren en triac's door middel van speciale optische koppelaars.

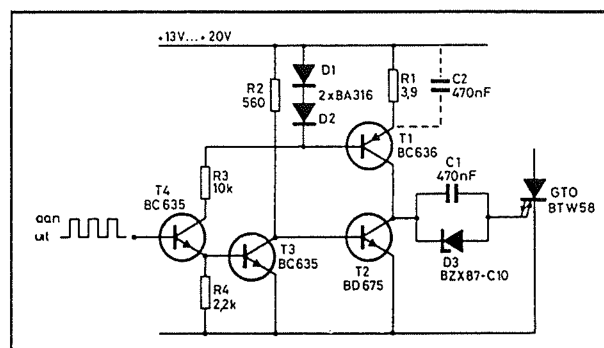
De MOC3020 van Motorola kan aan de LED-zijde belast worden met 50 mA. De minimale diodestroom waarbij de foto-triac gegarandeerd wordt aangestuurd be-

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

draagt 10 mA. De optische triac heeft een doorslagspanning van 400 V en een gemiddelde stroom van 100 mA. In de voorbeeldschakeling wordt de optische triac gebruikt als ontsteekelement voor een zware externe triac. Met de 100 mA kan men zelfs de zwaarste triac's schakelen, zodat het met slechts drie componenten mogelijk is vermogens van meerdere kVA uit een +5 V signaaltje te schakelen en dit met een absoluut veilige optische scheiding tussen het net en de stuurspanning!

Een voorbeeld van een goede GTO-besturing

In figuur 3/3.14-19 werd reeds een schakeling gegeven, waarmee men een GTO in geleiding en weer in sper kon sturen. Het nadeel van deze schakeling is dat de stroom die men in de gate stuurt afhankelijk is van de grootte van de voedingsspanning. In figuur 3/3.14-45 is een schakeling getekend die dit bezwaar niet heeft en die men kan beschouwen als dé goede standaardmanier voor het aansturen van een GTO. T1 vormt een gestuurde stroombron, welke zorgt voor de benodigde positieve sturing van de gate. Deze stroombron wordt ingesteld door middel van de twee dioden in de basis en de emitterweerstand. Legt men een positief signaal op de ingang, dan gaat de transistor T4 geleiden en activeert de stroombron. De constante stroom die door T1 wordt geleverd gaat via de diode D3 naar de gate van de GTO, dit onderdeel ontsteekt. Gaat de stuurspanning naar 0 V, dan gaat T4 sperren en wordt de basis van T1 met de voeding verbonden. Het gevolg is dat T1 ook gaat sperren en de constante stroom wegvalt. Als de stuurspanning 0 V is staat er uiteraard geen spanning over de weerstand R4. Transistor T3 gaat naar sper, waardoor transistor T2 basisstroom kan trekken uit de weerstand R2. Deze halfgeleider gaat geleiden, waardoor de linker plaat van de opgeladen condensator C1 met de massa wordt verbonden. Deze actie levert de noodzakelijke negatieve spanningssprong op de gate van de GTO op, die noodzakelijk is om het onderdeel weer naar sper te schakelen.



Figuur 3/3.14-45: Een uitstekende schakeling voor het aansturen van GTO's.

Ontstoren!

Inleiding

Een hoofdstuk over de werking van onderdelen als thyristoren, GTO's en triac's is niet volledig zonder aandacht te besteden aan de noodzakelijke ontstoortechnieken. Zoals reeds geschreven ontstaan er in schakelingen die niet gesynchroniseerd zijn op de nuldoorgang van het net (dus per definitie in iedere dimmer) grote, snel opkomende stromen. De steile voorflanken van deze stroompulsen bevatten vele hogere harmonischen zodat men in de schakeling, die in principe maar op 50 Hz werkt, toch heel wat hoge frequenties kan aantreffen! Die hoogfrequente signalen zitten voornamelijk op de verbin-

dingsdraden tussen triac en belasting. In de praktijk zijn die vaak tientallen meter lang, zodat deze draden werkelijk uitstekende zendantennes zijn en de hoogfrequente elektromagnetische golven rijkelijk over de omgeving uitsproeien.

Wees verantwoordelijk!
Nu wordt tegenwoordig vaak opgemerkt dat die hoogfrequente stoorvelden toch geen problemen geven, omdat iedereen een kabel-aansluiting heeft en deze afgeschermde coax-kabels toch niet gevoelig zijn voor de stoorvelden die door triacschakelingen worden gegenereerd. Dat kan dan wel waar wezen, maar wat men maar al te vaak vergeet is dat niet alleen FM- en TV-ontvangst gestoord kan worden door niet ontstoorde dimmers. Wat te denken van zendamateurs in de buurt, mensen die als hobby satelliet-weerkaarten ontvangen of amateurs die experimenteren met packet-radio? Die hebben géén kabel ter beschikking en moeten de vaak zeer kleine zendsignaaltjes met antennes uit de lucht halen. Als er dan ergens in de buurt een niet ontstoorde dimmer lustig HF-energie staat uit te stralen kan dat erg frustrerend zijn.
Kortom: iedereen die fase-aansnij schakelingen met thyristoren, GTO's of triac's ontwerpt en bouwt zonder deze schakelingen volgens de regels der kunst te ontstoren is ***zeer asociaal*** bezig en zou een verbod moeten krijgen om nog ooit een soldeerbout ter hand te nemen!

Ontstoren volgens de regels
Goed ontstoren is een kunst en vandaar dat er, als afsluiting van dit hoofdstuk, vrij uitgebreid op in wordt gegaan. Vaak denkt men dat het voldoende is een klein toroidaal spoeltje met tien wikkelingen tussen triac en verbruiker te schakelen om met een gerust geweten door het leven te gaan. Helaas is het niet zo eenvoudig!

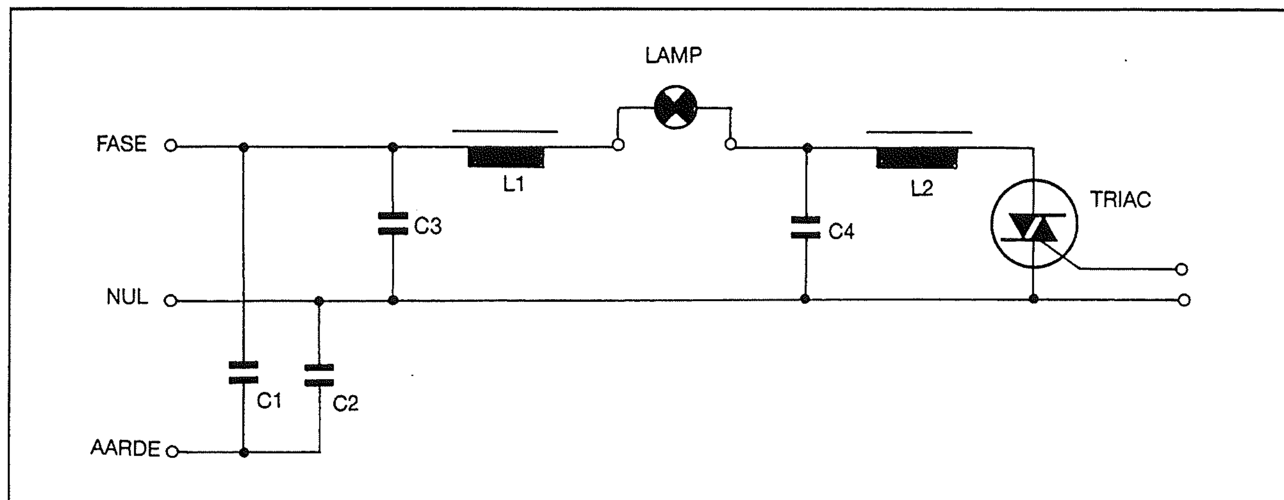
Het probleem
Wat is het grote probleem bij vermogensregelingen die volgens het principe van de fase-aansnij besturing werken? Het vermogen van de lamp of de motor wordt geregeld door de in serie met de lamp opgenomen elektronische aan/uitschakelaar, de triac, te ontsteken op een bepaald moment in het verloop van een halve sinusperiode van de 50 Hz netspanning. Als de netspanning op de maximale top zit is de waarde gelijk aan:
$U_m = U_{eff} * 1{,}414$
$U_m = 230\ V_{effectief} * 1{,}414$
$U_m = 325{,}27\ V$
Stel dat men in totaal 2 kW vermogen moet regelen. Een zuiver ohmse verbruiker van 2 kW heeft een inwendige weerstand van:
$R = U^2/P$
$R = 230^2/2.000$
$R = 26{,}45\ \Omega$
Als de triac zou inschakelen op het moment dat de netsinus door zijn top gaat, ontstaat er plotseling een piekstroom van:
$I = U/R$
$I = 325{,}27/26{,}45$
$I = 12{,}29\ A$
De triac schakelt van sper naar geleiding in een paar µs. De stroom gaat dus in dezelfde korte tijd naar zijn maximale waarde en dit verschijnsel veroorzaakt een heleboel hogere harmonischen van de netspanning, lopende tot in de honderden kHz, in de geleiders. Omdat de stromen zo groot zijn wekken deze een sterk elektromagnetisch veld op rond de kabels waardoor zij lopen en gaan dus als het ware als zendantenne dienen voor de hogere harmonischen. Deze elektromagnetische golven kunnen de ontvangst van

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

radio, TV en telecommunicatie in de verre omgeving van de dimmer behoorlijk storen.
Het komt er dus op aan deze elektromagnetische hoogfrequente golven zoveel mogelijk te onderdrukken en daarvoor staan twee methoden ter beschikking:
- laagdoorlaat filters opnemen;
- de stroom-steilheid reduceren.

Een combinatieschakeling
Beide methoden kunnen gecombineerd worden door het schema van figuur 3/3.14-46 toe te passen. Op de eerste plaats kan men laagdoorlaat filters in serie met de lamp en de triac opnemen. Deze vormen een lage impedantie voor de 50 Hz van het net, maar een hoge voor de hoge harmonischen. Deze zullen dus in hoofdzaak over het filter blijven staan en de hoogfrequente stroom neemt af.
Op de tweede plaats kan men er voor zorgen dat de inschakelstroom niet plotseling van 0 tot de maximale waarde stijgt. Hoe groter de stijgtijd van een signaal, hoe minder hogere harmonischen het signaal bevat en hoe kleinere hoogfrequente stromen er in de stroomvoerende leidingen zullen vloeien.
De kringen C3/L1 en C4/L2 vormen de laagdoorlaat filters, die ervoor zorgen dat de impedantie van de serieschakeling net-lamp-triac toeneemt naarmate de frequentie van de signalen stijgt. Let op het feit dat er twee LC-kringen aanwezig zijn en niet een, zoals in alle goedkope dimmers het geval is! De enige manier om de stijgtijd van de inschakelstroom te begrenzen is gebruik te maken van spoelen met een grote inductiviteit. Hoewel deze spoelen bestaan zou toepassing van dergelijke onderdelen ook nadelen hebben, zoals bijvoorbeeld ontoelaatbare faseverschuivingen tussen stroom en spanning.
Vandaar dat gebruik wordt gemaakt van zogenaamde ***verzadigingsspoelen***. Deze bestaan uit koperdraad, gewikkeld rond een kern van een speciaal magnetisch materiaal. Bij het inschakelen van de triac (stroom gelijk aan nul) hebben deze spoelen een grote inductiviteit. Naarmate de stroom stijgt zal de magnetische kern in verzadiging komen, waardoor de zelfinductie van de spoel daalt. Het gebruik van deze speciaal voor dit soort toepassingen ontwikkelde en helaas zeer dure spoelen heeft nog een voordeel. Door het begrenzen van de stijgtijd van de stroom neemt de levensduur van de op de dimmer aangesloten lampen toe. De gloeidraad van een lamp is namelijk spiraalvormig rond een drager gewikkeld. In deze spiraal ontstaat een magnetisch veld, waardoor de wikkelingen gaan trillen. Hoe sneller de stroom opkomt, hoe meer trilling en hoe sneller de gloeidraad door metaalmoeheid het zal begeven. Het begrenzen van de piekstroom door toepassen van verzadigde smoorspoelen in triac-schakelingen begrenst de piekstroom en daarmee ook de mechanische agitatie van het filament van de lamp.
Tot nu toe zijn uitsluitend stoorsignalen die ontstaan in de serieschakeling fase/lamp/triac/nul aan de orde geweest. In de meeste gevallen moet men echter er ook rekening mee houden dat er tussen de fase en de aarde en tussen de nul en de aarde stoorsignalen kunnen ontstaan. Tussen de drie parallel lopende aders (fase, nul en aarde) bestaat een capaciteit en deze heeft tot gevolg dat er asymmetrische hoogfrequente stoorstromen gaan lopen tussen de nul en de aarde en tussen de fase en de aarde. Deze stromen kunnen alleen gedempt worden door de capaciteit tussen aarde en fase en tussen aarde en nul gelijk te maken.

3.14 Diac's, thyristoren, GTO's en triac's

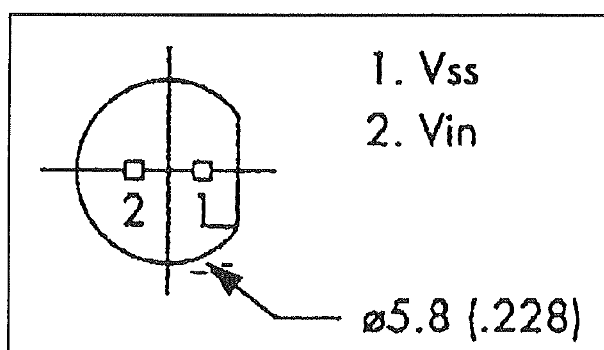


Figuur 3/3.14-46: Met dit schema kan men iedere dimmer- of vermogensschakeling volgens de regels der kunst ontstoren.

Men schakelt dus twee identieke condensatoren (C1 en C2 in het schema van figuur 3/3.14-46) tussen aarde en nul en tussen aarde en fase. In principe zou men de waarde van deze onderdelen zo groot mogelijk moeten maken. Veiligheidsvoorschriften verbieden dat. Er vloeit door deze onderdelen immers een stroom naar aarde en zou om de een of andere reden de aardleiding van de kabel slecht (of niet!) met de aarde van de elektrische installatie verbonden zijn, dan zou er bij het aanraken van een metalen voorwerp een gevaarlijke stroom via het lichaam naar de aarde kunnen afvloeien. Vandaar dat de maximaal toegestane waarde van deze condensatoren gelijk is aan 2,2 nF.
De verzadigde smoorspoelen worden slechts door enkele fabrikanten op de markt gebracht. Zeer bekende en zowaar betaalbare smoorspoelen zitten in de serie RI400 van het Zwitserse fabrikaat Schaffner.
Deze zijn verkrijgbaar voor maximale stromen tussen 1,5 A en 35 A. Alle in het ontstoornetwerk aanwezige condensatoren zijn geschakeld tussen twee punten die ofwel de netspanning altijd voeren, ofwel waartussen onder bepaalde omstandigheden de volledige netspanning kan staan. Het hoeft hopelijk geen nadere toelichting dat men voor deze onderdelen geen standaard MKH-condensatoren kan gebruiken! Een doorslagspanning van minstens 450 V is noodzakelijk en beter nog is het de gemetaliseerde polyester condensatoren van het type MKS4 van WIMA toe te passen.
Deze zijn bestand tegen spanningen van 630 V_{DC} en zijn lucht- en dus ook vochtdicht ingegoten in een onbrandbare kunststof behuizing.

3/3.15
LED's met geïntegreerde elektronica

Inleiding
Dank zij de moderne integratietechnieken is het zonder meer mogelijk behalve de gebruikelijke LED-chip ook een tweede chip in de standaard behuizing van een LED onder te brengen. Op deze manier ontstaan onderdelen, die men in feite geen LED's meer kan noemen, maar "geïntegreerde schakelingen met ingebouwde optische LED-indicatie". Deze extra integratie gaat van zo iets simpels als het integreren van een voorschakelweerstand tot de integratie van ingewikkelde chip's, die de een of meerdere LED-chip's in de behuizing "intelligent" aansturen.



Figuur 3/3.15-1: Aansluitgegevens van een LED met ingebouwde serieweerstand.

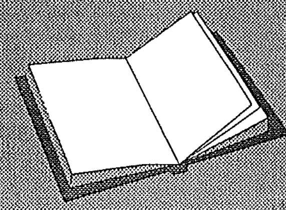
Soorten
Als men het rijke aanbod onderzoekt, kan men alle componenten indelen in de onderstaande categorieën:

- LED's met ingebouwde serieweerstand;
- 230 $V_{effectief}$-LED's;
- "LOW BAT"-indicatoren;
- duo-LED's;
- knipperende LED's;
- duo-LED's met knipperfuncties;
- RGB-LED's.

In de volgende paragrafen worden deze onderdelen besproken en, waar nodig, applicatieschema's gegeven.

LED's met ingebouwde serie-weerstand
Het is bekend dat men een LED nooit zonder voorschakelweerstand op een spanning mag aansluiten. Een LED is immers een diode en in doorlatende richting heeft het onderdeel een zeer lage dynamische weerstand. Sluit men een LED zonder meer aan op een spanning van +5 V, dan zal de stroom door het onderdeel zo groot worden dat de LED onmiddellijk vernietigd wordt door het

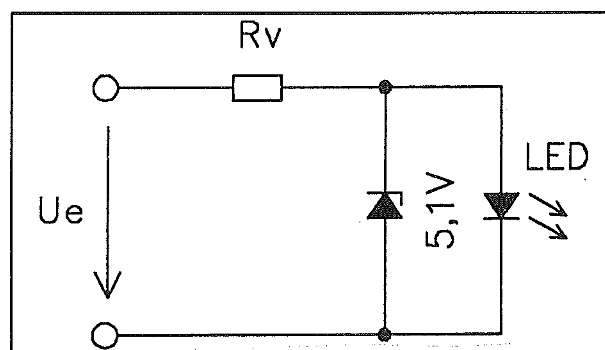
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.13
Hoofdstuk 6/7.3
Hoofdstuk 6/7.8



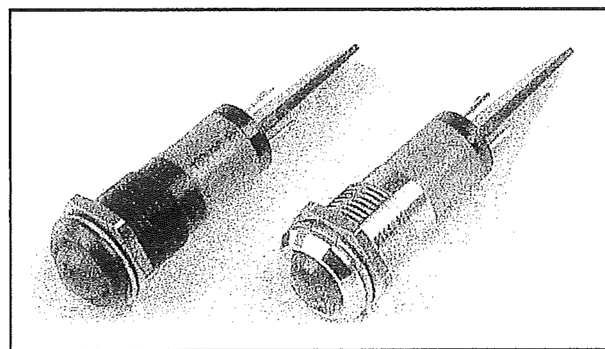
grote thermische vermogen dat in de chip wordt gedissipeerd. Oplossing is het in serie schakelen van een kleine voorschakelweerstand, die de stroom door de LED op een veilige waarde begrensd.
Door diverse fabrikanten worden nu LED's aangeboden, waarbij deze voorschakelweerstand in de behuizing aanwezig is. Dergelijke onderdelen kan men dus zonder meer rechtstreeks op een gelijkspanning aansluiten.
Er zijn exemplaren leverbaar voor +5 V en voor +12 V, waarbij de opgenomen stroom ongeveer 12 mA bedraagt. Met opzet wordt geschreven over positieve spanningen, omdat de geïntegreerde weerstand in serie met de anode van de LED is opgenomen en de aansluiting die normaal de kathode vormt nu rechtstreeks aan de massa moet hangen.
Vandaar dat het aansluitschema voorgesteld kan worden door figuur 3/3.15-1. De aansluiting bij de afgeplatte kant van de behuizing gaat naar de V_{SS}, de massa. De tweede aansluiting wordt met een spanning van +5 V of +12 V verbonden.

230 $V_{effectief}$-LED's

Zoals deze benaming reeds doet vermoeden, kunnen dergelijke LED's rechtstreeks op de 230 V wisselspanning van het net aangesloten worden. Het intern schema is getekend in figuur 3/3.15-2. Over de LED-chip staat een zenerdiode geschakeld, die er voor moet zorgen dat de spanning over de LED in sperrichting niet groter kan worden dan de doorslagspanning van de LED-chip. Bovendien is een voorschakelweerstand R_V aanwezig, die de stroom beperkt en tot taak heeft de overbodige spanning op te vangen. Hierbij doet zich echter een probleem voor en dat is het vermogen dat in deze weerstand wordt gedissipeerd. Zelfs als men zeer efficiënte LED-chip's integreert, die een hoge lichtopbrengst bij een lage stroom hebben, valt er heel wat vermogen over de weerstand. Het vermogen is immers het product van spanning maal stroom en zelfs bij een LED-stroom van slechts 3 mA (praktische waarde) wordt er toch nog altijd zo'n 660 mW in de weerstand gedissipeerd! Dat is uiteraard veel te veel voor integratie in een chip. Vandaar dat dergelijke 230 $V_{effectief}$-LED's altijd geleverd worden in een behuizing als voorgesteld in figuur 3/3.15-3. De LED's worden rechtstreeks op een frontplaat geschroefd, de behuizing is groot genoeg om het thermische vermogen af te voeren.



Figuur 3/3.15-2: Het intern schema van een 230 $V_{effectief}$-LED.

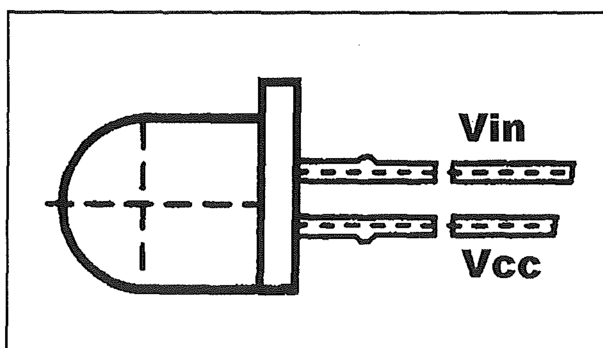


Figuur 3/3.15-3: Praktische uitvoeringsvormen van 230 $V_{effectief}$-LED's.

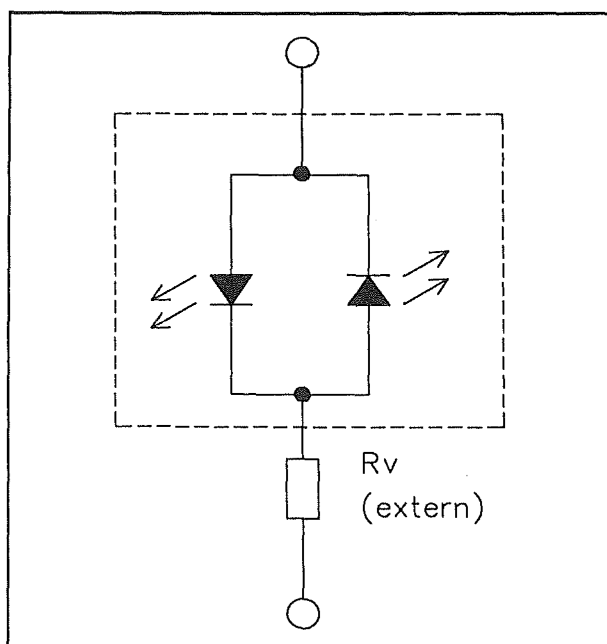
3.15 LED's met geïntegreerde elektronica

"LOW BAT"-indicatoren

Bij batterij- of accu-gevoede apparatuur is het handig als er een indicatie is van de toestand van de batterij of de accu. Als een LED'je gaat branden op het moment dat batterij of accu ontladen dreigen te raken, kan men op tijd maatregelen treffen. Vroeger was hiervoor een speciaal IC en een LED nodig. Nu zijn er LED's leverbaar, waarbij dat IC in de LED-behuizing is geïntegreerd.

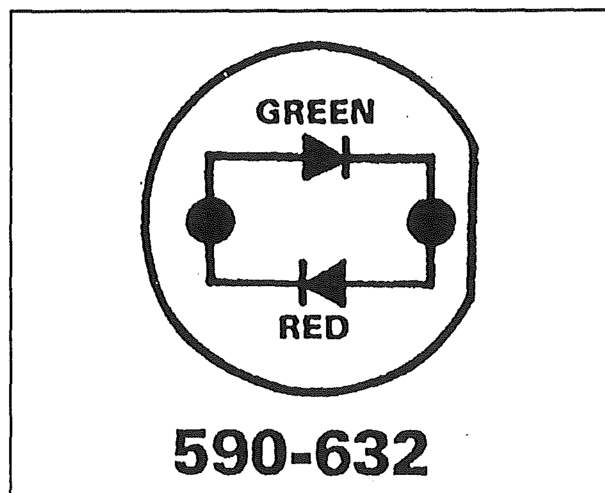


Figuur 3/3.15-4: De aansluitgegevens van de "LOW BAT"-LED's.



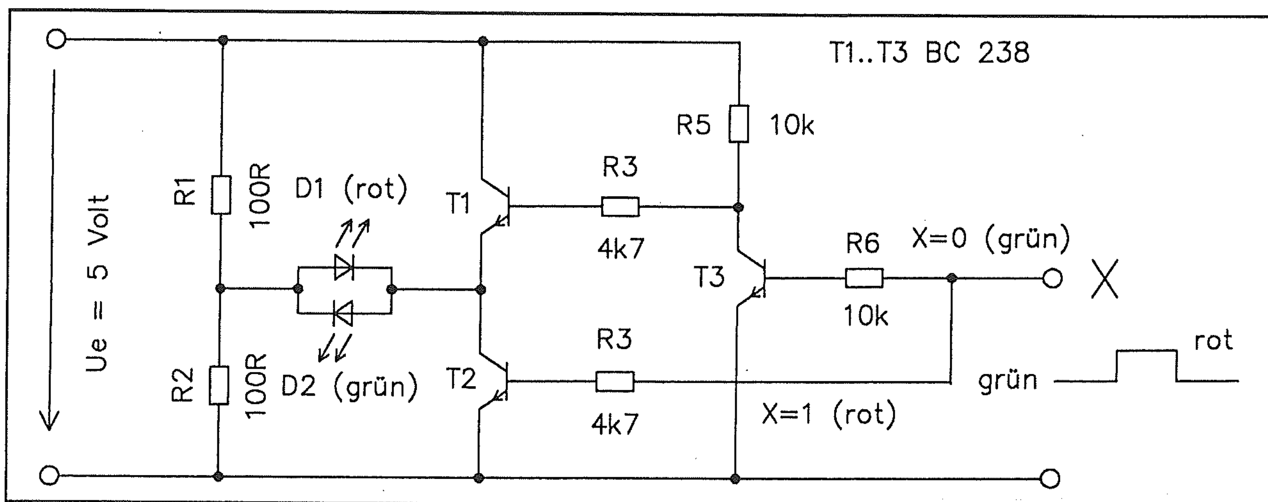
Figuur 3/3.15-5: Een duo-LED met twee aansluitingen.

De firma Conrad Electronic uit Enschede biedt dergelijke LED's aan voor een prijs van *f* 3,15. De CMOS-chip in de behuizing van de LED houdt de voedingsspanning van de LED in de gaten en stuurt de LED aan als de spanning lager word dan 2,3 V. Uiteraard moet dit onderdeel in niet actieve toestand zo min mogelijk vermogen verbruiken. Iedere extra mA vormt immers een extra belasting voor de batterij of accu! Nu, met een ruststroom van slechts 5 µA zit dat bij dergelijke onderdelen wel snor. De "LOW BAT"-LED kan aangesloten worden op een spanning tussen +3,0 V en +10,0 V. Het schakelpunt waarop de CMOS-schakeling reageert, heeft een hysteresis van -0,1 V, zodat de LED gaat branden als de voedingsspanning onder +2,3 V daalt en weer dooft als de voedingsspanning stijgt tot +2,4 V. Hierdoor word het knipperen van de LED voorkomen. In geactiveerde toestand verbruikt deze intelligente LED 6,5 mA. De aansluitgegevens van dit type, SSL-LX509 van Lumex, zijn getekend in figuur 3/3.15-4. Ook nu komt V_{cc} overeen met de massa en V_{in} met de te bewaken positieve voedingsspanning.



Figuur 3/3.15-6: Aansluitgegevens van duo-LED's met twee aansluitingen.

3.15 LED's met geïntegreerde elektronica



Figuur 3/3.15-7: Een voorbeeld-schakeling voor het besturen van een duo-LED met twee aansluitingen.

Duo-LED's met twee aansluitingen

Het is tegenwoordig geen kunst om twee LED-chip's in één behuizing te integreren. Als die twee LED-chip's dan stralen op verschillende golflengten ontstaan interessante mogelijkheden. Duo-LED's met twee aansluitingen bevatten een rode en een groene LED. De twee chip's zijn in anti-serie geschakeld, zie figuur 3/3.15-5. Dergelijke LED's zijn ingegoten in een transparante behuizing, zodat de kleuren rood en groen goed tot uiting komen. De aansluitgegevens zijn getekend in figuur 3/3.15-6. De afgeplatte kant van de behuizing is dus verbonden met de kathode van de groene LED en met de anode van de rode LED.

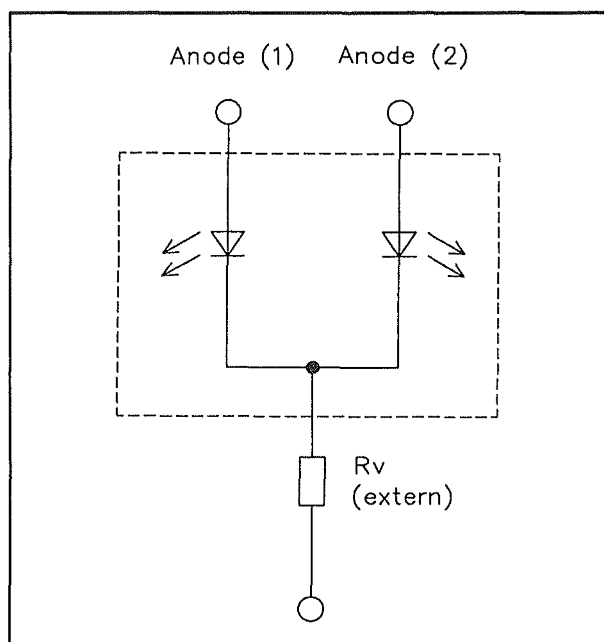
Ook dergelijke LED's moeten via een voorschakelweerstand met de spanning verbonden worden. Als men de ene aansluiting positief maakt ten opzichte van de andere, gaat bijvoorbeeld de rode LED branden. Draait men de spanning om, dan gaat de groene LED branden. Dergelijke onderdelen zijn ideaal als logische indicator. In figuur 3/3.15-7 is bijvoorbeeld een schakeling gegeven, die de groene LED stuurt als de ingang op logisch "L" staat en de rode LED stuurt als de ingang op logisch "H" staat. De werking van de schakeling is als volgt. Als de ingang "L" is zal transistor T3 niet geleiden. De collector staat op +5 V. Deze spanning stuurt via de weerstand R3 transistor T1 in geleiding. Er vloeit nu stroom van de +5 V via transistor T1, de groene LED en de weerstand R2 naar de massa. De groene LED gaat dus branden.

Als aan de ingang een "H" wordt gelegd, zal transistor T3 gaan geleiden. Het gevolg is dat de collector naar nul wordt getrokken en de sturing voor T1 weg valt. Deze halfgeleider gaat sperren. De hoge ingang stuurt via weerstand R3 transistor T2 in geleiding. Er gaat nu van de +5 V stroom vloeien via weerstand R1, de rode LED en transistor T2 naar de massa. De rode LED gaat branden.

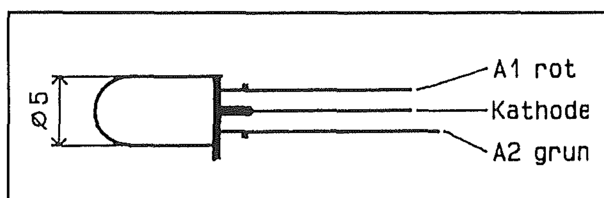
Duo-LED's met drie aansluitingen

Duo-LED's zijn ook leverbaar met drie aansluitingen. De twee geïntegreerde LED-chip's hebben dan gemeenschappelijke kathoden, zie figuur 3/3.15-8. De aansluitgegevens van deze typen worden voorgesteld in figuur 3/3.15-9. De afgeplatte kant van de behuizing is verbonden met de anode van de rode LED, de ge-

meenschappelijke kathode-aansluiting staat in het midden.



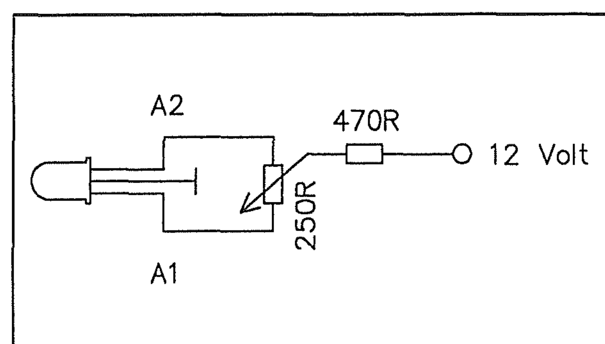
Figuur 3/3.15-8: De structuur van een duo-LED met drie aansluitingen.



Figuur 3/3.15-9: Aansluitgegevens van duo-LED's met drie aansluitingen.

Bij deze onderdelen is het mogelijk beide LED's individueel aan te sturen. Hierdoor ontstaan interessante mogelijkheden. Door de stromen door beide LED's te variëren kan men de intensiteiten regelen, waardoor allerlei mengkleuren ontstaan.

De eenvoudigste manier om te onderzoeken welke mengkleuren met uit een dergelijk onderdeel kan krijgen is getekend in figuur 3/3.15-10. De gemeenschappelijke kathode gaat naar de massa, de twee anoden zijn aangesloten op een potentiometer van 250 Ω. De loper gaat van een serieweerstand van 470 Ω naar de +12 V. Staat de loper in het midden, dan worden beide LED's gestuurd met een identieke stroom en lichten even fel op. Verdraait men de loper, dan zal ofwel de groene ofwel de rode LED meer stroom ontvangen. Door het verdraaien van de loper kan men de duo-LED het volledige kleurenspectrum van rood, over oranje, over geel tot groen laten doorlopen.



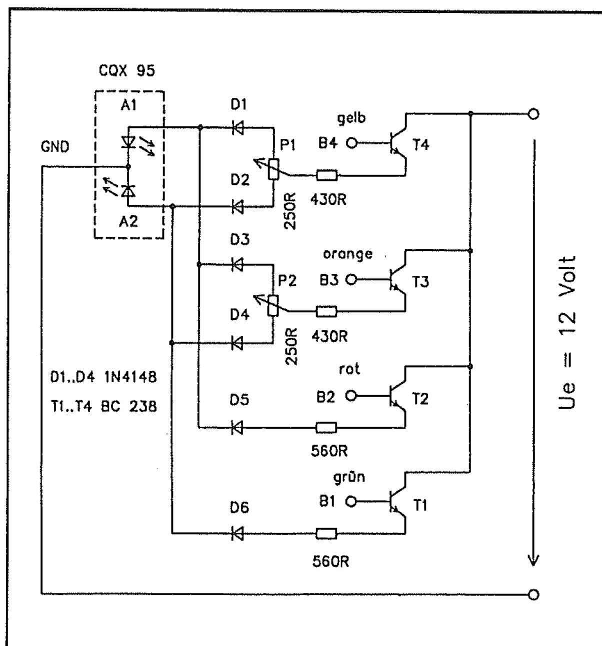
Figuur 3/3.15-10: Het experimenteren met de uitgestraalde kleur van een duo-LED met drie aansluitingen.

In figuur 3/3.15-11 is een schema getekend van een schakeling, waarmee men met vier TTL-compatibele stuursignalen de duo-LED naar groen, oranje, geel of rood kan sturen. De schakeling bestaat uit vier emittervolgers, die de stuursignalen op hun basis ontvangen.

- Groen uitsturen:
  Zet men een "H" op de basis van T1, dan gaat deze transistor geleiden en vloeit er uit de +12 V stroom via T1, de weerstand van 560 Ω, de diode D6 naar de anode van de groene LED in de CQX95.

3.15 LED's met geïntegreerde elektronica

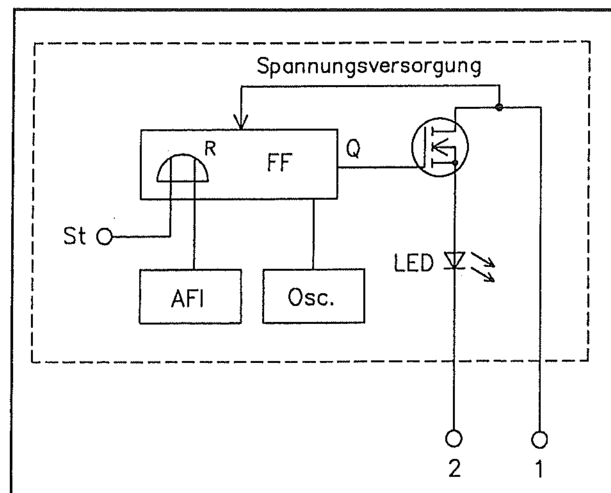
- Rood uitsturen:
  Zet men een "H" op de basis van T2, dan vloeit er stroom door de diode D5 naar de rode anode van de CQX95. De LED gaat rood licht uitstralen.
- Oranje uitsturen:
  Stuurt men een "H" op de basis van T3, dan vloeien er twee stromen via de instelpotentiometer P2 en de dioden D3 en D4 naar beide anoden van de CQX95. Beide LED's gaan branden en de mengkleur kan op oranje ingesteld worden door het verdraaien van de loper van de instelpotentiometer P2.
- Geel uitsturen:
  Dit werkt op dezelfde manier. Door een "H" op de basis van T4 te zetten vloeien er via instelpotentiometer P1 twee stromen door de dioden D1 en D2 naar de twee LED's. Door het verdraaien van de loper kan men de mengkleur op geel instellen.



Figuur 3/3.15-11: Een duo-LED wordt door vier TTL-compatibele signalen naar groen, geel, oranje en rood gestuurd.

Knipperende LED's met twee aansluitingen

Een volgende speciale LED is de knipperende LED. Zoals blijkt uit het intern schema van figuur 3/3.15-12 bevat een dergelijk onderdeel een CMOS-schakeling, die uit een oscillator en een flip-flop bestaat. De oscillator werkt met een ingebouwd condensatortje en frequentie-delers en stuurt de flip-flop met een frequentie van ongeveer 3 Hz. De flip-flop is als frequentiedeler geschakeld en levert aan de Q-uitgang een mooie symmetrische puls met een frequentie van 1,5 Hz. Deze puls stuurt een MOSFET is sper of in geleiding, waardoor de ingebouwde LED afwisselend dooft en brandt.

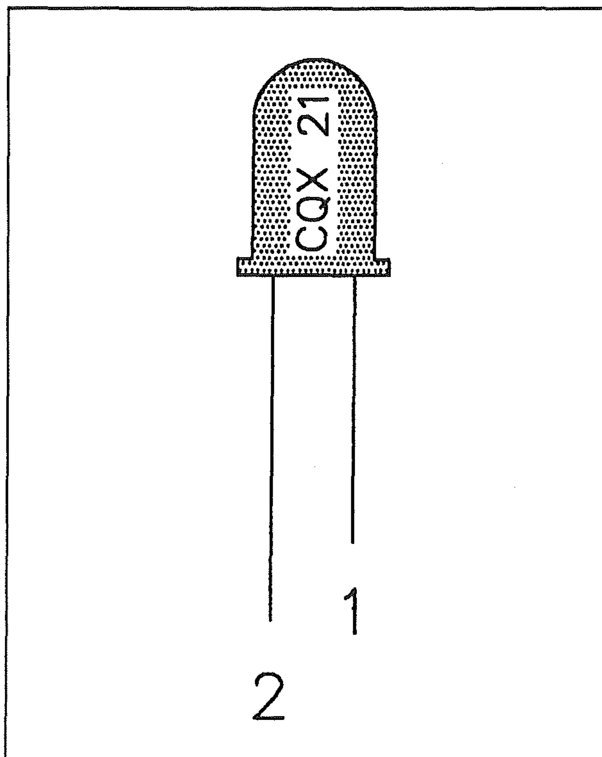


Figuur 3/3.15-12: Intern schema van een knipperende LED met twee aansluitingen.

Knipperende LED's kunnen *zonder* voorschakelweerstand rechtstreeks met de voedingsspanning verbonden worden. De MOSFET werkt immers als constante stroombron, zodat de stroom door de LED automatisch op een veilige waarde wordt ingesteld. De aansluitgegevens van dergelijke LED's zijn getekend in figuur

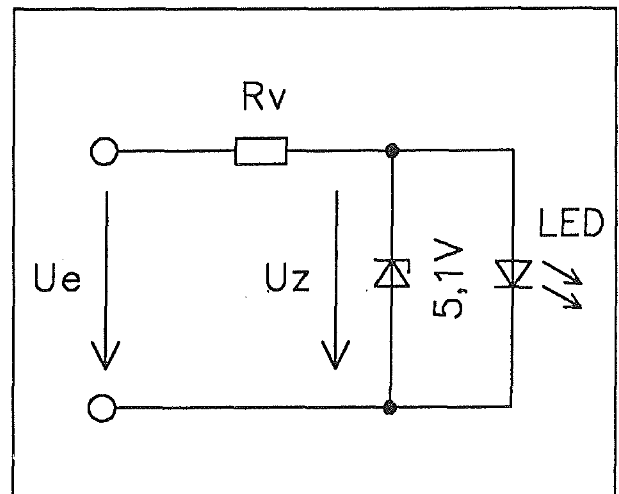
3.15 LED's met geïntegreerde elektronica

3/3.15-13. De langste aansluiting wordt verbonden met de massa, de kortste met een voedingsspanning van +5 V.

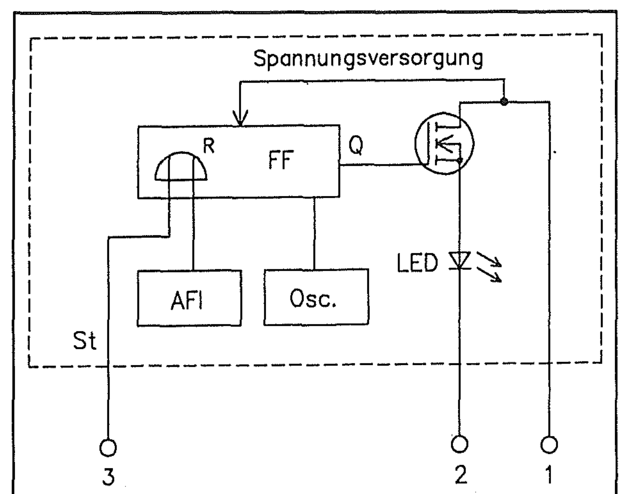


Figuur 3/3.15-13: Aansluitgegevens van knipperende LED's met twee aansluitingen.

Wel is het zo, dat een knipperende LED uit een **stabiele** +5 V spanning gevoed moet worden. Staat een dergelijke spanning niet ter beschikking, of is de beschikbare voedingsspanning groter dan +5 V, dan moet het onderdeel gevoed worden volgens figuur 3/3.15-14. De waarde van de serieweerstand R_V is afhankelijk van de voedingsspanning en kan berekend worden met de formule:
$R_V = (U_e - 5\ V)/15\ mA$
Bij een voedingsspanning van +12 V kan men een waarde van 460 Ω berekenen, waarde die het dichtst benaderd wordt door de E24 waarde van 470 Ω.



Figuur 3/3.15-14: Het aansluiten van een knipperende LED op een hogere voedingsspanning dan 5 V.

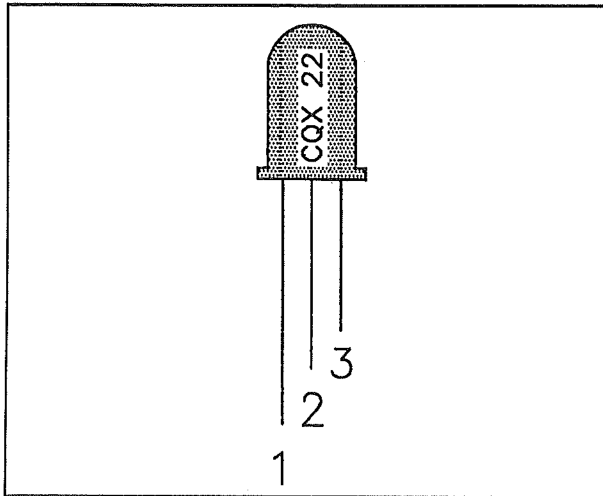


Figuur 3/3.15-15: Het intern blokschema van een knipper-LED met drie aansluitingen.

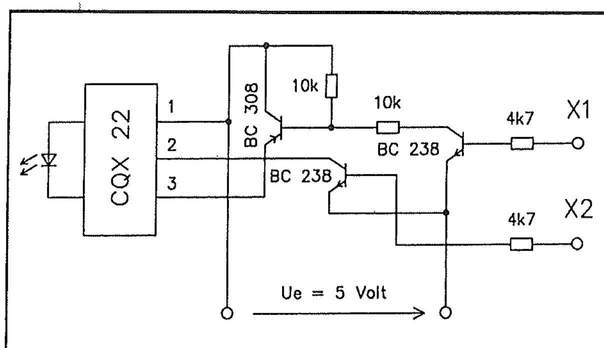
Knipperende LED's met drie aansluitingen

Siemens levert een paar knipperende LED's, zoals de CQX22, met drie aansluitingen. De derde aansluiting dient als besturingsingang, waarmee men de knipper-functie kan in- of uitschakelen.

3.15 LED's met geïntegreerde elektronica



Figuur 3/3.15-16: Aansluitgegevens van de CQX22.



Figuur 3/3.15-17: Het besturen van de CQX22.

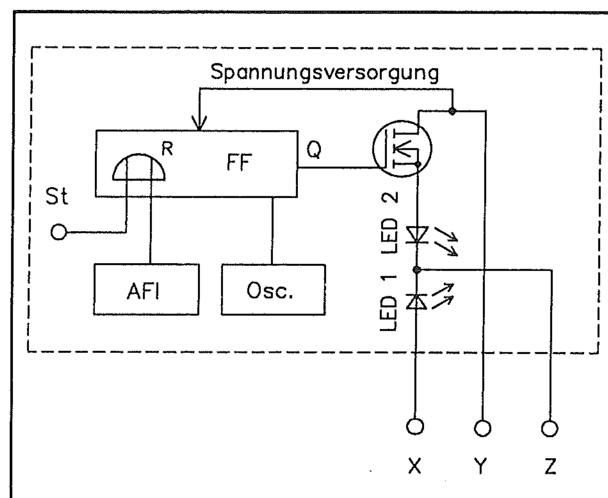
Blijft deze derde aansluiting open, dan werkt het onderdeel als gewone knipper-LED. Legt men deze aansluiting aan een spanning van +5 V, dan gaat de LED continu branden. Het intern blokschema van een dergelijke LED is getekend in figuur 3/3.15-15, de aansluitgegevens volgen uit figuur 3/3.15-16.

In figuur 3/3.15-17 is een voorbeeldschakeling rond de CQX22 getekend, waarmee twee TTL-compatibele signalen drie bedrijfsmodi instellen: LED uit, LED knippert en LED brandt continu. Als beide ingangen X1 en X2 op "L" staan, brandt de LED niet. Stuurt men X2 naar "H", dan wordt de LED actief. Of de LED knippert dan wel continu brandt, wordt bepaald door het logisch niveau op X1. Staat deze ingang op "L", dan knippert de LED. Wordt deze ingang "H", dan gaat de LED continu branden.

Duo-LED's met knipperfuncties

Door sommige fabrikanten worden duo-LED's op de markt gebracht met knipperfunctie. Het intern blokschema van dergelijke onderdelen is getekend in figuur 3/3.15-18. LED 2 is de knipper-LED, LED 1 brandt continu. Aansluiting Z is de gemeenschappelijke kathode en moet aan de massa liggen.

Aansluiting Y moet gestuurd worden met een spanning van +5 V, aansluiting X moet ***via een voorschakelweerstand*** naar dezelfde spanning.

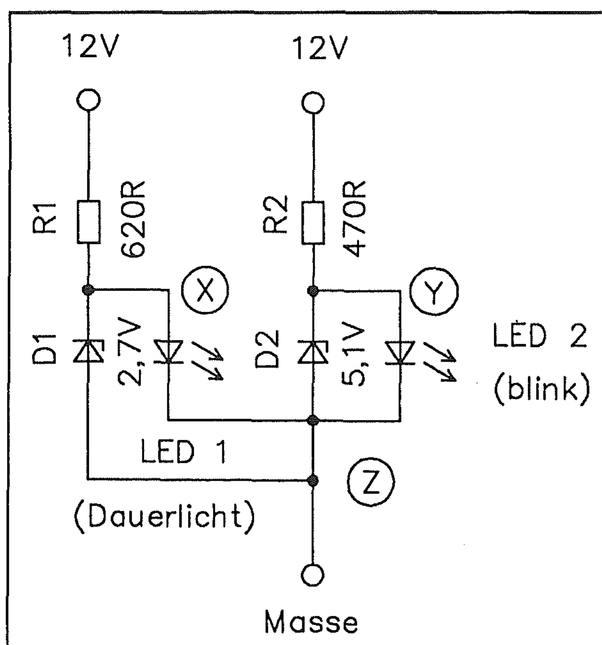


Figuur 3/3.15-18: Intern blokschema van een duo-LED met knipper-functie.

Helaas zijn de aansluitgegevens van dergelijke onderdelen niet gestandaardiseerd. Een tweede nadeel is dat beide LED's op een andere manier aangestuurd moeten worden. De continu brandende

3.15 LED's met geïntegreerde elektronica

LED moet, net zoals een gewone LED, absoluut via een weerstand met de voeding worden verbonden, terwijl de knipperende LED rechtstreeks uit +5 V gevoed kan worden. Staat een gestandaardiseerde +12 V voeding ter beschikking, dan kan men een dergelijk onderdeel volgens het schema van figuur 3/3.15-19 uit deze spanning voeden.



Figuur 3/3.15-19: Het voeden van een knipperende duo-LED uit een spanning van +12 V.

RGB-LED's

Nadat rode, groene, gele en oranje LED's gemeengoed waren geworden, heeft het nog jaren geduurd alvorens men er in slaagde blauwe LED's op de markt te brengen. Nu zijn ook deze onderdelen overal te koop en de technologie is volledig onder controle. Het ligt voor de hand dat men er bij de fabrikanten over ging nadenken of het mogelijk was RGB-LED's te ontwikkelen: één behuizing met drie LED-chip's er in met de basiskleuren rood, groen en blauw. De voordelen van een dergelijk onderdeel zijn evident. Alle kleuren die er bestaan zijn immers samen te stellen uit een bepaalde mengverhouding tussen de primaire kleuren rood, groen en blauw.

De basiswerking van een kleuren beeldbuis! Wil dit mengsysteem goed werken, dan moeten er echter strenge eisen gesteld worden aan de uitgestraalde golflengten van de drie chip's:

- rode LED: 630 nm;
- blauwe LED: 480 nm;
- groene LED: 560 nm.

Het besturen van een RGB-LED is niet zo eenvoudig. Vergeet niet dat de brandspanningen van de drie LED's, als gevolg van de verschillende basismaterialen, niet gelijk zijn:

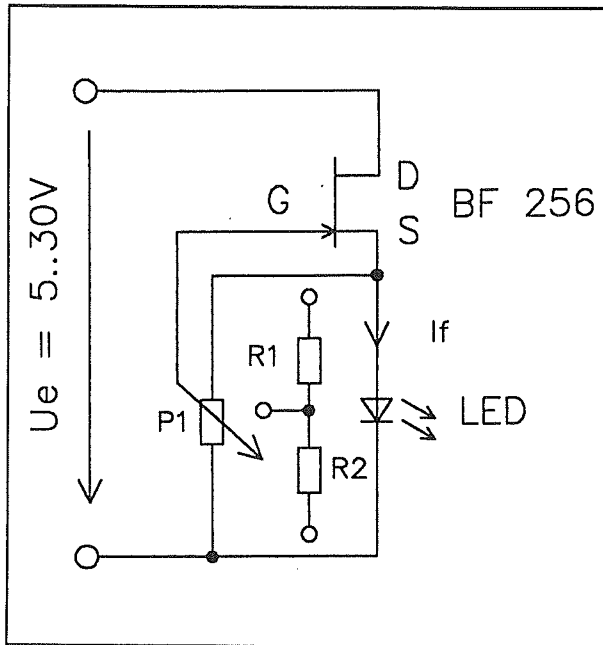
- rode LED: 1,8 V typisch;
- groene LED: 2,0 V typisch;
- blauwe LED: 4,1 V typisch.

Ook de stromen die door de LED's gestuurd moeten worden op de “zuivere” basiskleuren uit te stralen verschillen enorm:

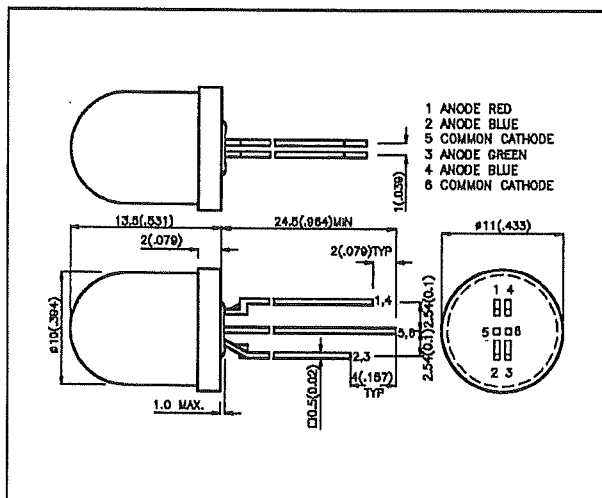
- rode LED: 2 mA typisch;
- groene LED: 10 mA typisch;
- blauwe LED: 50 mA typisch.

De enige goede manier om RGB-LED's aan te sturen is gebruik te maken van drie instelbare stroombronnen. Hierbij kan men een beroep doen op een van de eigenschappen van sperlaag-FET's, zoals een BF256, waardoor deze eenvoudig als stroombron te schakelen zijn. In figuur 3/3.15-20 is het basisschema getekend. De brandspanning over de LED wordt aangeboden aan de potentiometer P1. De loper is verbonden met de gate. Door het verdraaien van de loper kan men de gatespanning instellen, met als gevolg dat de grootte van de FET-stroom gaat variëren.

3.15 LED's met geïntegreerde elektronica



Figuur 3/3.15-20: Het besturen van een LED uit een RGB-LED door middel van een instelbare stroombron.

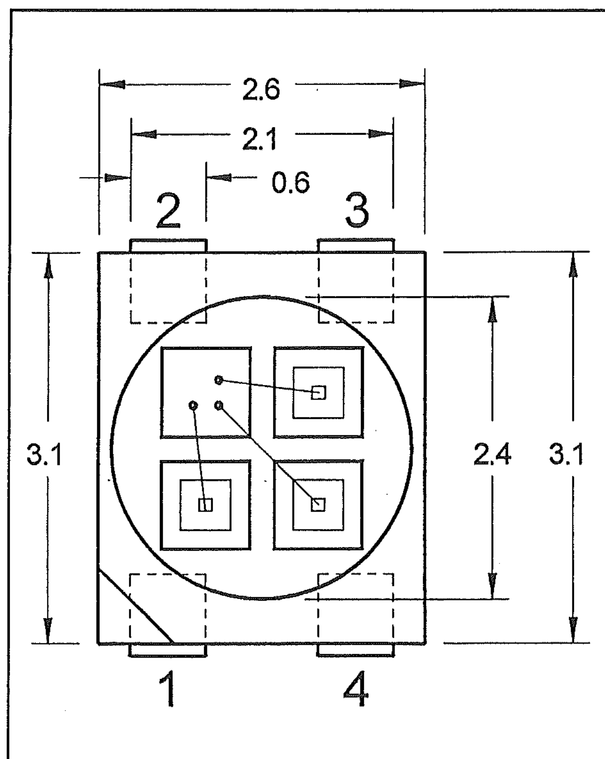


Figuur 3/3.15-21: De gestandaardiseerde aansluitingen van RGB-LED's met gemeenschappelijke kathoden.

Deze schakeling is alleen bruikbaar als de drie LED's een gemeenschappelijke kathode-aansluiting hebben (die dan aan de massa wordt gelegd) of als de kathoden afzonderlijk beschikbaar zijn. Bij de meeste RGB-LED's is dat het geval: in figuur 3/3.15-21 zijn de standaard aansluitingen van deze onderdelen voorgesteld. De RGB-LED heeft zes aansluitingen, waarvan de twee middelste (5 en 6) verbonden zijn met de drie kathoden.

Opgemerkt moet worden dat er ook RGB-LED's verkrijgbaar zijn, die slechts vier aansluitingen hebben en die een gemeenschappelijke anode hebben. De aansluitgegevens hiervan worden voorgesteld in figuur 3/3.15-22. Pen 2 is de gemeenschappelijke anode. De drie overige aansluitingen zijn als volgt verbonden:

- pen 1: kathode rode LED;
- pen 3: kathode blauwe LED;
- pen 4: kathode groene LED.



Figuur 3/3.15-22: Aansluitgegevens van RGB-LED's met gemeenschappelijke anode.

3/3.16

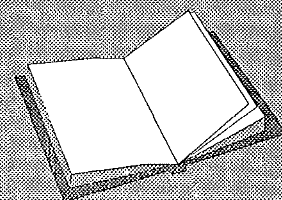
(Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

Inleiding

LED contra LCD
Indicatoren eisen een steeds belangrijkere plaats op in de elektronica. Door de opkomst van "intelligente" apparatuur, die uitgerust is met microprocessoren en helemaal met een toetsenbordje te programmeren is, ontstaat steeds grotere behoefte aan duidelijke display's en oplichtende indicatoren. Hiervoor kan men zowel LED's als LCD's gebruiken. Ondanks de opkomst van LCD-indicatoren, zijn er nog tal van toepassingen te verzinnen waarbij men de voorkeur geeft aan het gebruik van LED's in indicatoren. Een kort overzicht van de voor- en nadelen van indicatoren met LED's en LCD's.

- LED's stralen zélf licht uit
  LED's zijn lichtbronnen en zijn dus goed waar te nemen in omstandigheden waarbij LCD-display's het volledig laten afweten.
- LED's hebben een beperkte geometrie
  LED's hebben wel als groot nadeel dat de vorm van de indicatoren beperkt is tot een streepje, een puntje of een cirkeltje. LCD's kan men in iedere gewenste vorm fabriceren, zodat het mogelijk is duidelijk te interpreteren pictogrammen in een display van een apparaat op te nemen.
- LED's verbruiken veel vermogen
  LED's hebben als nadeel dat er heel wat vermogen in gestopt moet worden en dat dergelijke indicatoren per definitie ongeschikt zijn voor batterijgevoede apparatuur.
- LED's hebben een groot temperatuurbereik
  LED's hebben echter weer als voordeel dat zij in een veel groter temperatuurbereik ingezet kunnen worden dan LCD's. LCD's laten het bij lage en hoge temperaturen afweten, omdat in het eerste geval de vloeibare kristal fase overgaat in een vaste fase en in het tweede geval de vloeibare kristallen "smelten".
- LED's zijn leverbaar in opvallende, helder kleuren
  Dit is natuurlijk een heel groot voordeel van display's met LED's. Door het feit dat deze onderdelen licht uitstralen in de heldere kleuren rood, oranje, geel en groen, is hun attentiewaarde

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.15
Hoofdstuk 6/6.9
Hoofdstuk 6/7.4



veel groter dan deze van even grote LCD-indicatoren.

Soorten indicaties

Indicatoren moeten symbolen weergeven en de keuze van het soort display wordt dan ook in allereerste instantie bepaald door het soort symbolen dat de indicator kan weergeven. In het kader van indicatoren met LED's zijn er drie soorten kategorieën:

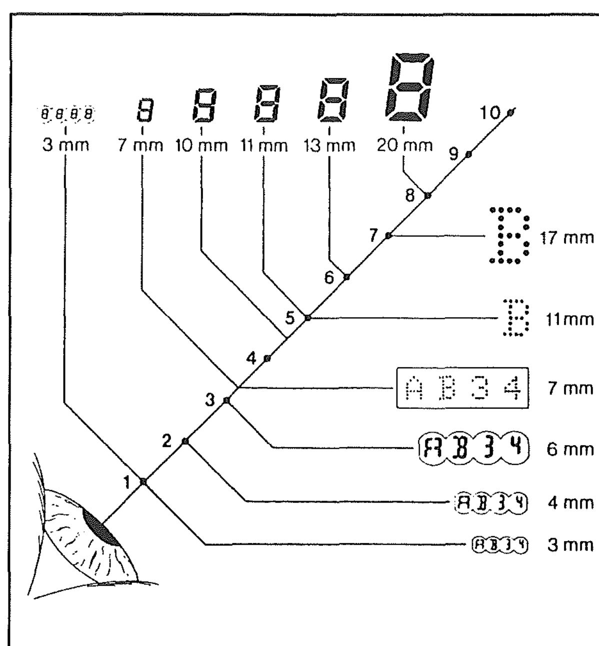
- Numerieke indicaties:
  Bevatten alleen de cijfers 0 tot en met 9, toepasbaar als men alleen meetgegevens moet weergeven.
- Hexadecimale indicaties:
  Geven, naast de tien cijfers, ook nog de letters A, B, C, D, E en F weer, zodat de volledige hexadecimale code goed afleesbaar is. Worden gebruikt voor het achterhalen van de binaire code die op data- en adresleidingen staat.
- Alfanumerieke indicaties:
  Deze indicaties bevatten niet alleen de tien cijfers, maar ook minstens alle letters van het Latijnse alfabet, zowel in kleine letters (ondercast) als in hoofdletters (kapitalen). Daarnaast kunnen ook leestekens en eenvoudige symbolen tot de indicatie-set behoren.

Soorten LED-indicatoren

LED-indicatoren worden onder de volgende vijf vormen aangeboden:

- zeven-segment numerieke indicatoren;
- staafvormige thermometerschaal indicatoren;
- 4 x 7 dot hexadecimale indicatoren;
- zestien-segment alfanumerieke indicatoren;
- 5 x 7 dot alfanumerieke indicatoren.

De gebruikte technologie mag in wezen niet verschillen, de noodzakelijke elektronica voor het aansturen van de verschillende soorten van indicatoren wijkt echter wezenlijk af. Zo zijn de 4 x 7 dot hexadecimale display's, de zestien-segment alfanumerieke indicatoren en de 5 x 7 dot alfanumerieke indicatoren vrijwel steeds voorzien van eigen besturingselektronica. Vandaar dat het noodzakelijk is de verschillende soorten indicatoren apart te behandelen.



Figuur 3/3.16-1: Het verband tussen de karakterhoogte, het soort display en de leesafstand.

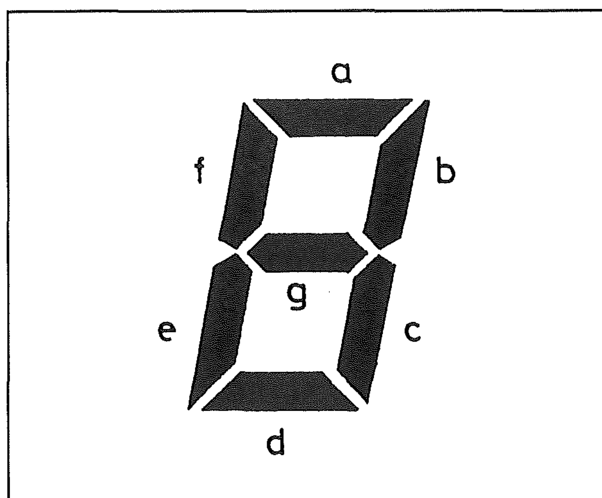
De afleesbaarheids-factor

Naast het soort gegevens dat moet worden weergegeven is de tweede belangrijke parameter bij de selectie van een type de minimale grootte van de weer te geven karakters. Het zal duidelijk zijn dat deze minimale grootte alles te maken heeft met de afstand van waaruit de indicaties nog zonder problemen af te lezen zijn. Hoewel hierbij uiteraard een menselijke factor om de hoek komt kijken, niet iedereen heeft immers even goede ogen, bestaan er toch ervaringsregels. In de grafiek van

figuur 3/3.16-1 ziet men het verband tussen het soort display, de hoogte van de karakters en de afstand in meter, van waaruit de indicatoren nog goed af te lezen zijn.

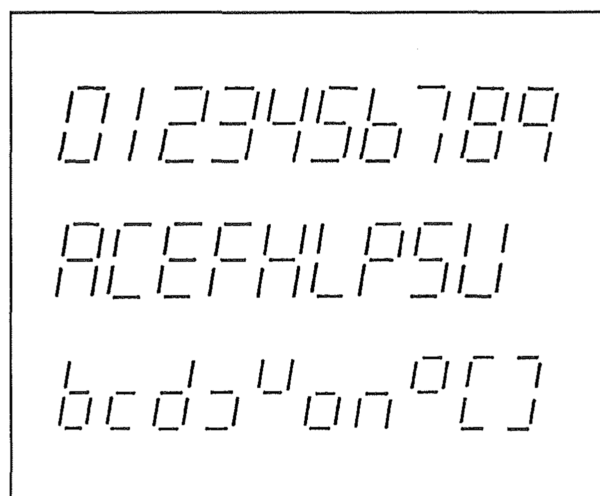
Zeven-segment numerieke indicatoren

Een internationale standaard voor cijfer-representatie
Zeven-segment indicatoren met LED's worden hoofdzakelijk gebruikt voor het weergeven van numerieke gegevens. Met de zeven segmenten, die "a" tot en met "g" worden genoemd volgens de internationale standaard die in figuur 3/3.16-2 is voorgesteld, kunnen alle cijfers worden gepresenteerd. Toch is het mogelijk met zeven segmenten veel meer dan tien symbolen goed herkenbaar voor te stellen.



Figuur 3/3.16-2: De gestandaardiseerde afspraak over de notatie van de zeven segmenten.

In figuur 3/3.16-3 is te zien dat behalve de cijfers ook aan aantal kapitale en ondercast letters te presenteren zijn, plus een paar symbolen. In totaal kan men met zeven segmenten dus 29 symbolen voorstellen, waaronder de letters A, b, C, d, E en F, hetgeen zeer belangrijk is. Deze letters maken namelijk deel uit van de hexadecimale notatie en dus kan men met zeven-segment display's ook hexadecimale getallen voorstellen. Het enige probleem is dat men dan moet leren leven met het feit dat de HEX-symbolen "B" en "D" in ondercast worden voorgesteld, hetgeen in feite tegen de afspraak is.

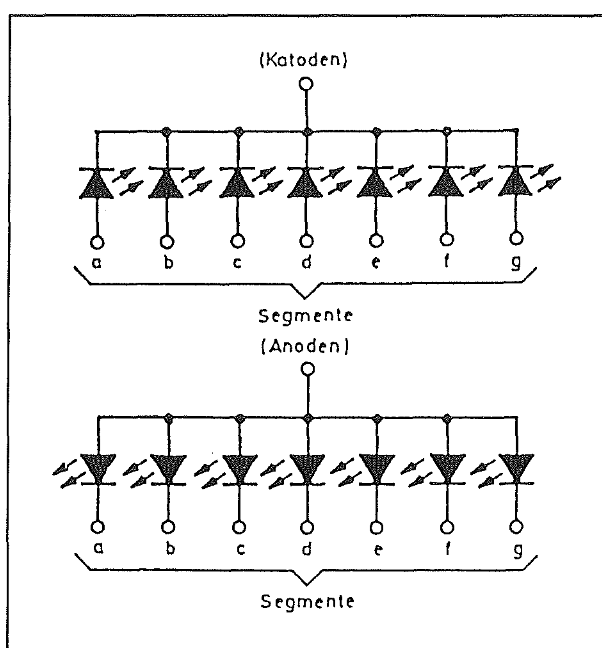


Figuur 3/3.16-3: Met zeven segmenten is het in principe mogelijk 29 herkenbare symbolen weer te geven.

Samenstelling van een zeven-segment indicator
Zeven-segment indicatoren met LED's zijn samengesteld uit minimaal zeven LED's.
Omdat de elektronische aansturing steeds gebruik maakt van ofwel een gemeenschappelijke kathode ofwel van een gemeenschappelijke anode, zijn deze aansluitingen nooit afzonderlijk uitgevoerd, maar steeds gemeenschappelijk. Men onderscheidt dus twee groepen van zevensegment display's:

- gemeenschappelijke anode, ca genoemd;
- gemeenschappelijke kathode, cc genoemd.

Deze gemeenschappelijke aansluiting van alle LED's wordt de "COMMON" genoemd.
De interne schakelingen van beide typen zijn voorgesteld in figuur 3/3.16-4.



Figuur 3/3.16-4: De interne schakeling van zeven-segment indicatoren met gemeenschappelijke kathode (boven) of gemeenschappelijke anode (onder).

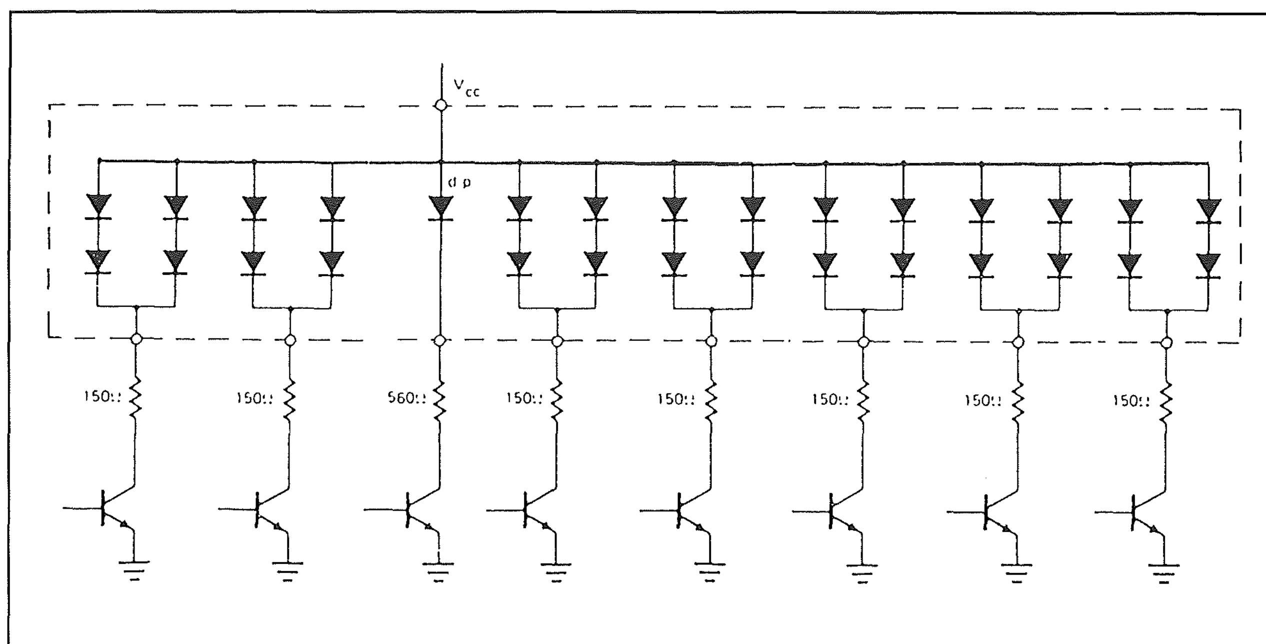
De meeste display's hebben daarnaast ook nog eens een of twee decimale punten (DP), die links en/of rechts van de zeven segmenten zijn aangebracht. Dit noemt men de "Right Hand Decimal" of de "Left Hand Decimal".
In figuur 3/3.16-4 is ieder segment voorgesteld door één LED. Bij grote display's zijn de segmenten echter meestal samengesteld uit twee in serie geschakelde LED's, terwijl de decimale punten uit slechts één LED bestaan. Bij jumbodisplay's is het zelfs noodzakelijk vier LED's per segment te gebruiken. In dit geval worden deze per twee in serie geschakeld en de twee serie-ketens worden weer parallel gezet. Op deze manier blijft de spanningsval over een brandend segment nog binnen de praktisch toelaatbare grenzen. Een en ander heeft echter wél consequenties voor de aansturing. De spanningsval over een segment is dan dubbel zo groot als deze over de decimale punt. Wil men dat de punten even fel oplichten als de segmenten, dan zal men de in serie geschakelde weerstanden moeten aanpassen. Dit is voorgesteld in figuur 3/3.16-5.

"Over range" indicator
Naast de display's met zeven segmenten bestaan er ook nog zogenoemde "over range" indicatoren. Deze kunnen alleen het cijfer "1" aanduiden en de polariteitstekens "-" en "+". Hier bestaan twee uitvoeringen:
- gecombineerde "-"- en "+"-symbolen;
- individuele "-"- en "+"-symbolen.

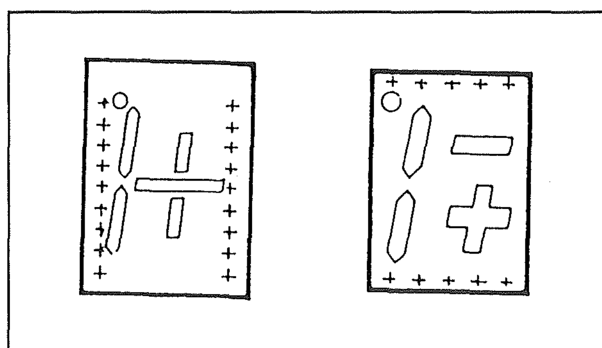
Het verschil wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/3.16-6.
Bij de individuele symbolen worden de "+"- en "-"-tekens individueel aangestuurd. Bij de gecombineerde moeten, voor het oplichten van de "+", twee LED'jes gemeenschappelijk worden aangestuurd.

Behuizingen
Zeven-segment display's zijn ondergebracht in op IC's lijkende behuizingen met minimaal 10 tot maximaal 18 pennetjes.
Sommige uitvoeringen hebben de pennen aan de zijkanten zitten, anderen aan onder- en bovenzijde.

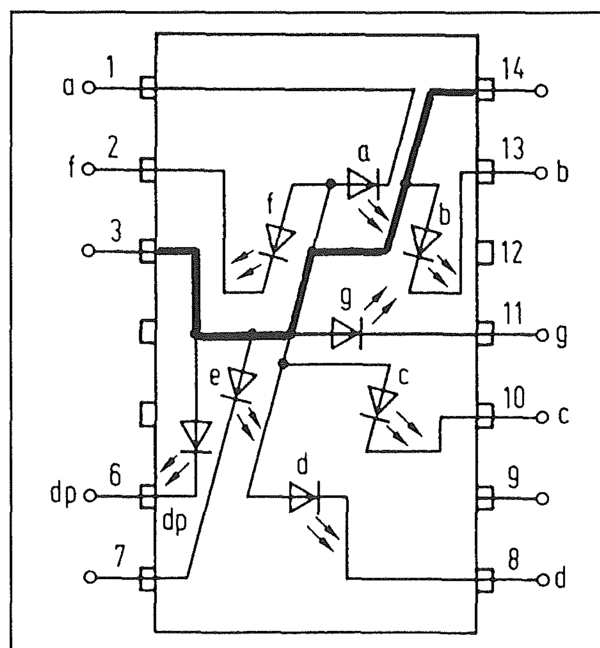
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-5: Het egaliseren van de helderheid van de segmenten en decimale punt door het aanpassen van de voorschakelweerstanden.



Figuur 3/3.16-6: De twee uitvoeringsvormen van "over range" indicatoren.

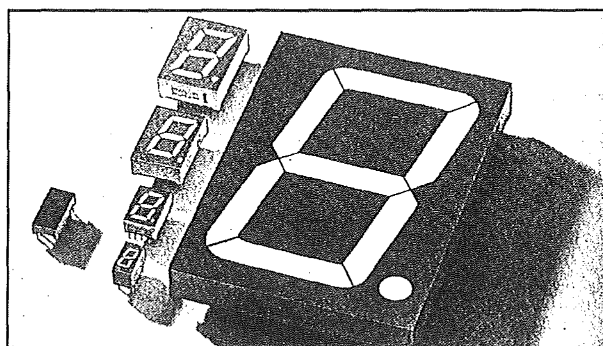


Figuur 3/3.16-7: Een voorbeeld van een behuizing voor een zeven-segment display, met in het vet ingetekend de manier waarop de ca-lijn verbonden is met twee pennetjes, links en rechts van de behuizing.

In figuur 3/3.16-7 wordt een gemeenschappelijke eigenschap onthuld: de ca of cc wordt uitgevoerd naar meerdere pennen. Op deze manier kan men, bij statische aansturing (zie later), de voedingsspanning of de massa voor alle display's van behuizing naar behuizing doorlussen, zodat meer printruimte beschikbaar is voor het aanbrengen van de segmentbaantjes.

Afmetingen

Zeven-segment display's met LED's zijn verkrijgbaar in alle mogelijke maten, waarbij natuurlijk de hoogte van de karakters de belangrijkste parameter is. Er zijn miniatuur-display's beschikbaar met een karakterhoogte van 3 mm, maar ook jumbo's met een karakterhoogte van meer dan 10 cm. In figuur 3/3.16-8 wordt een aantal zeven-segment display's voorgesteld.

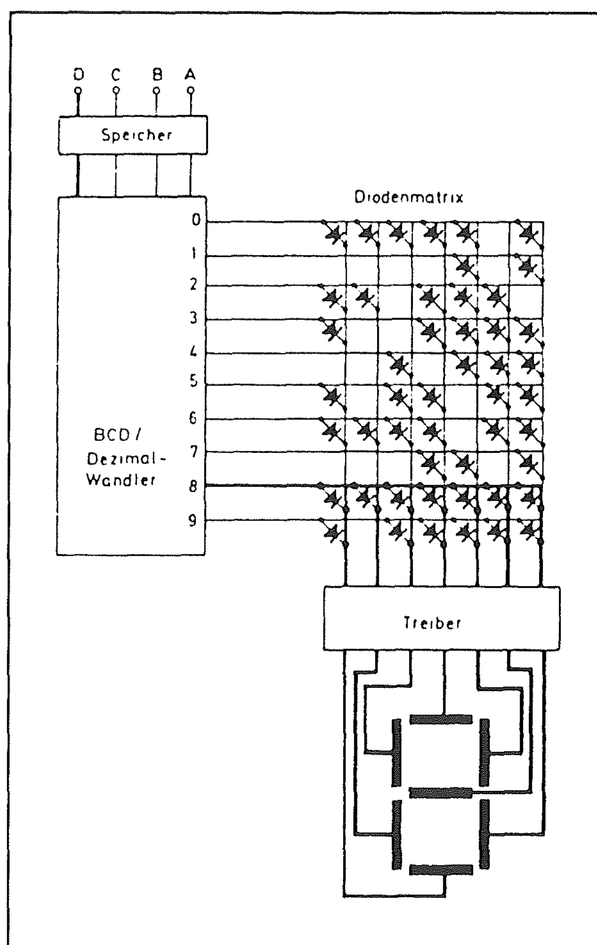


Figuur 3/3.16-8: Van lilliputter tot goliath: honderden typen zeven-segment indicatoren zijn in alle mogelijke afmetingen beschikbaar.

De elektronica voor de aansturing

In de meeste gevallen zal de numerieke informatie onder de vorm van een BCD-code ter beschikking staan. Het zal duidelijk zijn dat er dus een code-omzetting noodzakelijk is om de signalen op deze vier lijnen om te zetten naar de zeven signalen die noodzakelijk zijn voor het aansturen van de zeven segmenten. De speciale IC's die hiervoor beschikbaar zijn heten "BCD-naar-zeven-segment-decoder/driver". Soms bevatten deze schakelingen ook nog een tienteller en/of een vier bit brede latch, zodat men kan tellen, de resultaten van een telling kan opbergen en meteen de resultaten zichtbaar maken op een of meerdere display's. In de meeste gevallen werkt men in het interne van de decoder-IC's in twee stappen.

Zoals getekend in figuur 3/3.16-9 wordt eerst de BCD-informatie omgezet naar tien decimale uitgangssignalen. Nadien kan men uit deze signalen via een eenvoudige diodematrix de besturingssignalen voor de zeven segmenten afleiden. Het volstaat immers een diode in de matrix op te nemen voor ieder segment dat voor een bepaald cijfer aangestuurd moet worden.



Figuur 3/3.16-9: Het omzetten van de BCD-code in de zeven signalen die de segmenten aansturen gebeurt meestal in twee fasen: van BCD naar decimaal en van decimaal naar zeven-segment.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

Soorten drivers

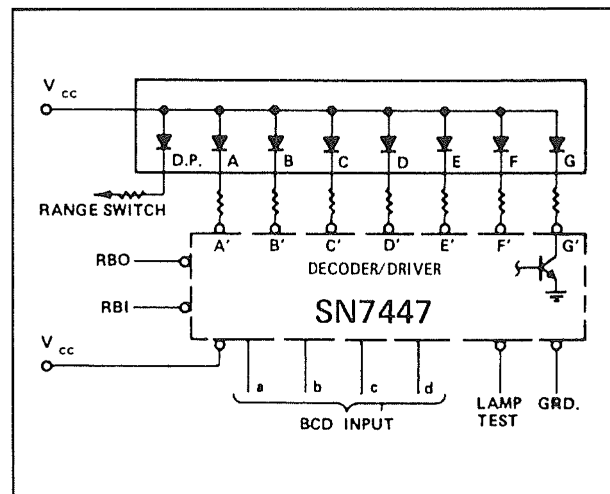
Er zijn twee soorten driver-IC's beschikbaar: met of zonder interne stroombron. Schakelingen met interne stroombron genereren een constante uitgangsstroom, waarmee de segmenten worden aangestuurd. Bij deze schakelingen is het niet noodzakelijk externe serieweerstanden op te nemen tussen de driver-uitgangen en de LED's van de display's. Schakelingen zonder interne stroombron (meestal TTL) leveren een constante uitgangsspanning en bij deze IC's is het absoluut noodzakelijk stroombegrenzende serieweerstanden op te nemen. Daarnaast kan men nog een onderscheid maken in drivers die cc-display's aansturen en drivers die ca-display's van signalen voorzien.

Statisch of dynamisch

LED-display's kunnen zowel statisch als dynamisch worden aangestuurd. Bij de statische methode wordt ieder segment van ieder display via een eigen besturingslijn verbonden met een driver. De noodzakelijke segmentlijnen worden met gelijkspanningen aangestuurd om de segmenten te laten oplichten. Alle ca's of cc's van alle display's gaan naar de voeding of de massa. Bij de dynamische aansturing worden alle gelijknamige segmenten van alle display's via één gemeenschappelijke lijn aangestuurd. Om een van de segmenten te selecteren is het noodzakelijk dat de ca's of cc's van ieder display via een transistortrap afzonderlijke worden aangestuurd. De display's staan hierbij dus in een soort matrix en de horizontale en vertikale matrix-signalen bepalen welk segment van welk display op een bepaald moment wordt aangestuurd.
Het zal duidelijk zijn dat de dynamische aansturing als groot voordeel heeft dat er heel wat minder lijnen tussen display en besturing noodzakelijk zijn. Dit voordeel gaat echter alleen spelen als men een uitlezing moet aansturen, die uit minstens drie display's bestaat. Nadeel van de dynamische besturing is immers dat de noodzakelijke elektronica heel wat ingewikkelder is.

Voorbeeld van statische besturing

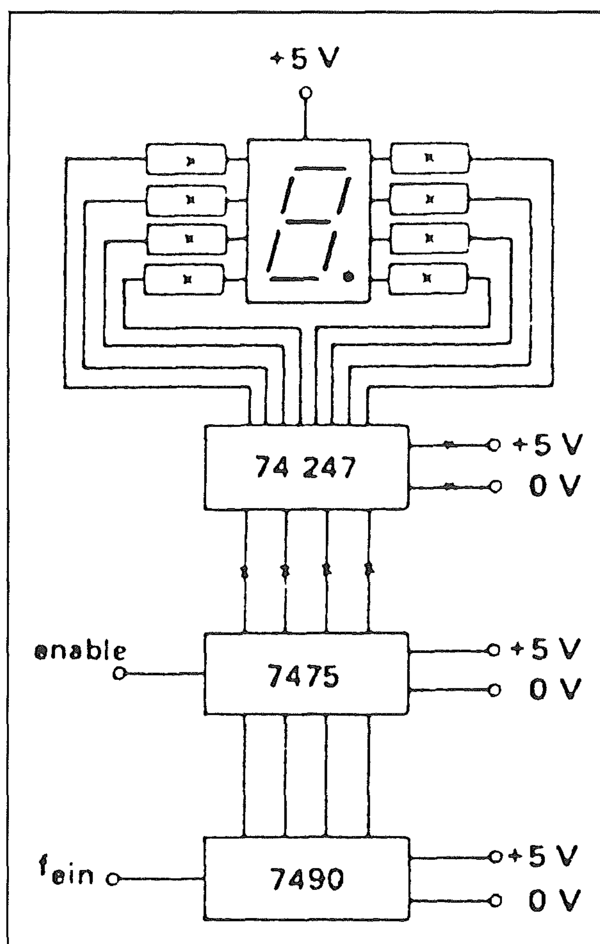
In figuur 3/3.16-10 is een voorbeeld gegeven van de manier waarop één zevensegment display uit een decoder/driver van het type 7447 aangestuurd kan worden. Dit IC is bedoeld voor het aansturen van ca-indicatoren. Via de serieweerstanden worden de kathoden van de LED's door de interne elektronica van het IC naar de massa getrokken als zij moeten branden.



Figuur 3/3.16-10: Het aansturen van één ca-display uit de bekende decoder/driver 7447.

Naast de vier ingangen A, B, C en D waarop de BCD-informatie staat, heeft een dergelijk IC nog een aantal extra ingangen. Via de "LAMP TEST" (LT) kan men alle segmenten aansturen. De twee aansluitingen "RBO" en "RBI" spelen een belangrijke rol, waarop later wordt ingegaan.

Statisch, met geheugen en teller
Figuur 3/3.16-11 geeft het schema van een display-aansturing, met niet alleen een decoder/driver, maar ook een geheugen en een tienteller. Hiervoor worden de al even bekende TTL-schakelingen 7490 (tienteller) en 7475 (viervoudige latch) ingeschakeld. Via de "ENABLE"-ingang van de latch kan men de gegevens die op de BCD-uitgangen van de teller staan overnemen in de vier flip-flop's van de latch en via de decoder/driver 74247 zichtbaar maken op de uitlezing.

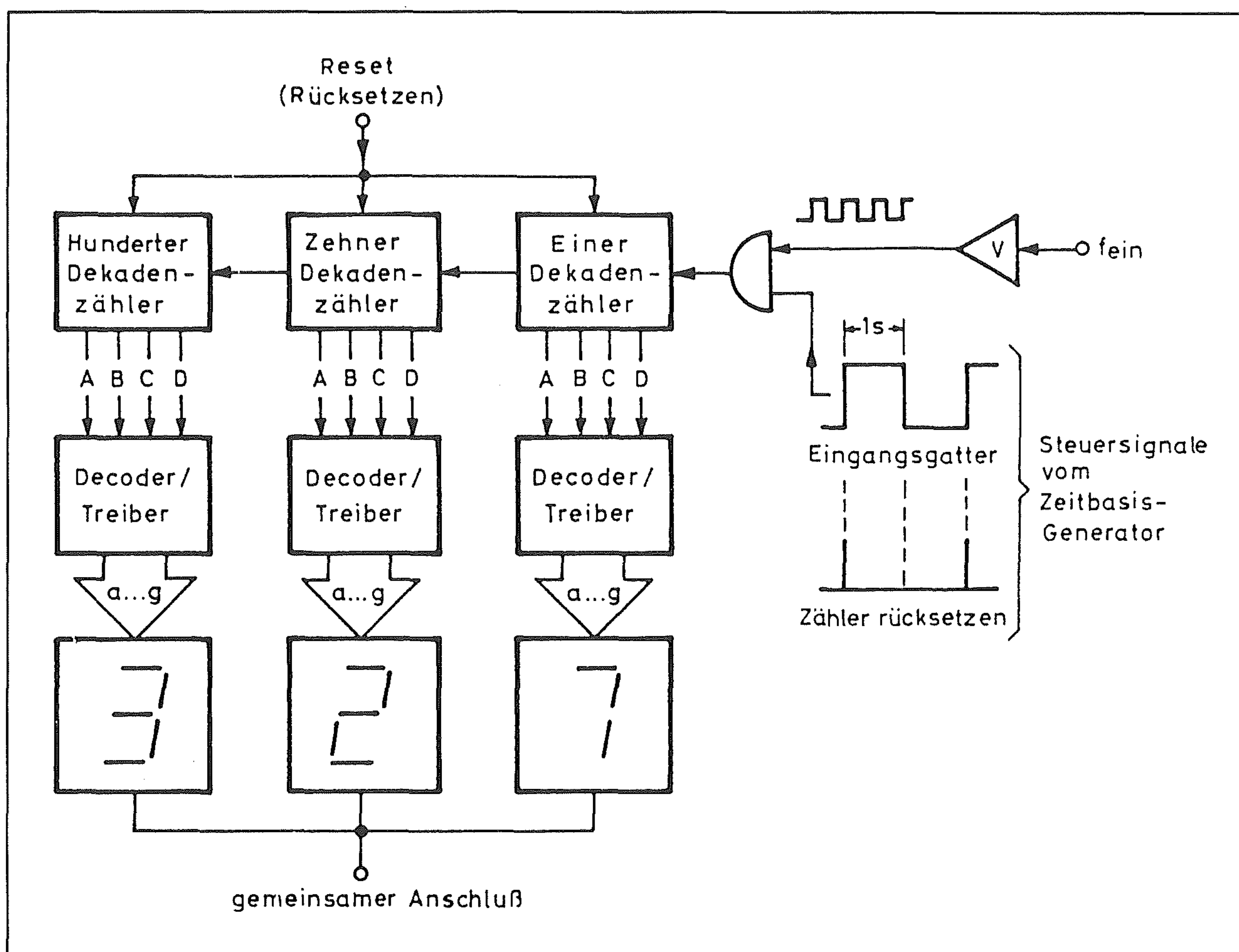


Figuur 3/3.16-11: Het aansturen van één display, waarbij de gegevens van een tienteller in een tussengeheugen worden opgeslagen.

Statische besturing van meerdere display's
In figuur 3/3.16-12 is het schema getekend van een eenvoudige pulsteller, waarbij de getelde pulsen op drie indicatoren worden weergegeven. De schakeling is samengesteld uit een ingangsversterker (rechts in het schema), die de te tellen pulsen omzet in mooie, TTL-compatibele signalen.
Het uitgangssignaal wordt aangeboden aan een poort, die gestuurd wordt met een puls met een breedte van exact 1 s. Dat betekent dat de ingangspulsen gedurende precies één seconde aan de drie tientellers worden aangeboden. Na deze ene seconde poorttijd staat dus het aantal pulsen per seconde geregistreerd in de tellers. Via de decoders/drivers wordt de 3 x BCD-code van de drie tellers aangeboden aan de drie zeven-segment indicatoren.

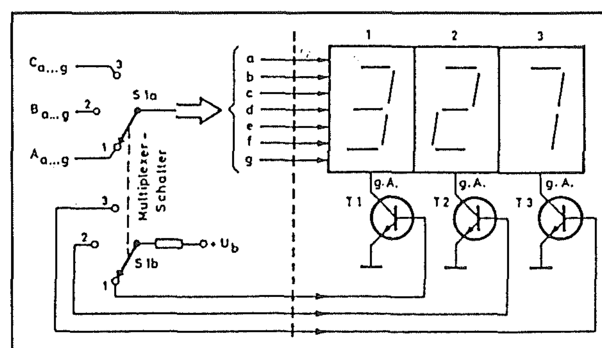
Dynamische besturing
Het principe van dynamische besturing, ook multiplex-besturing genoemd, wordt voorgesteld in figuur 3/3.16-13. Drie display's 1, 2 en 3, worden door middel van twee elektronische schakelaars (multiplexers) aangestuurd.
Deze schakelaars zijn in de tekening symbolisch voorgesteld door mechanische schakelaars. Alle gelijknamige segmenten van de drie display's worden met elkaar verbonden en gaan naar schakelaar S1a. Het signaal A_{a-g} stelt symbolisch een zeven lijnen brede gegevens-set voor, waarmee men de segmenten van display 1 aanstuurt.
Schakelaar S1b schakelt de voedingsspanning $+U_b$ naar de basissen van de drivertransistoren, die de gemeenschappelijke kathoden van de drie display's naar de massa schakelen.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

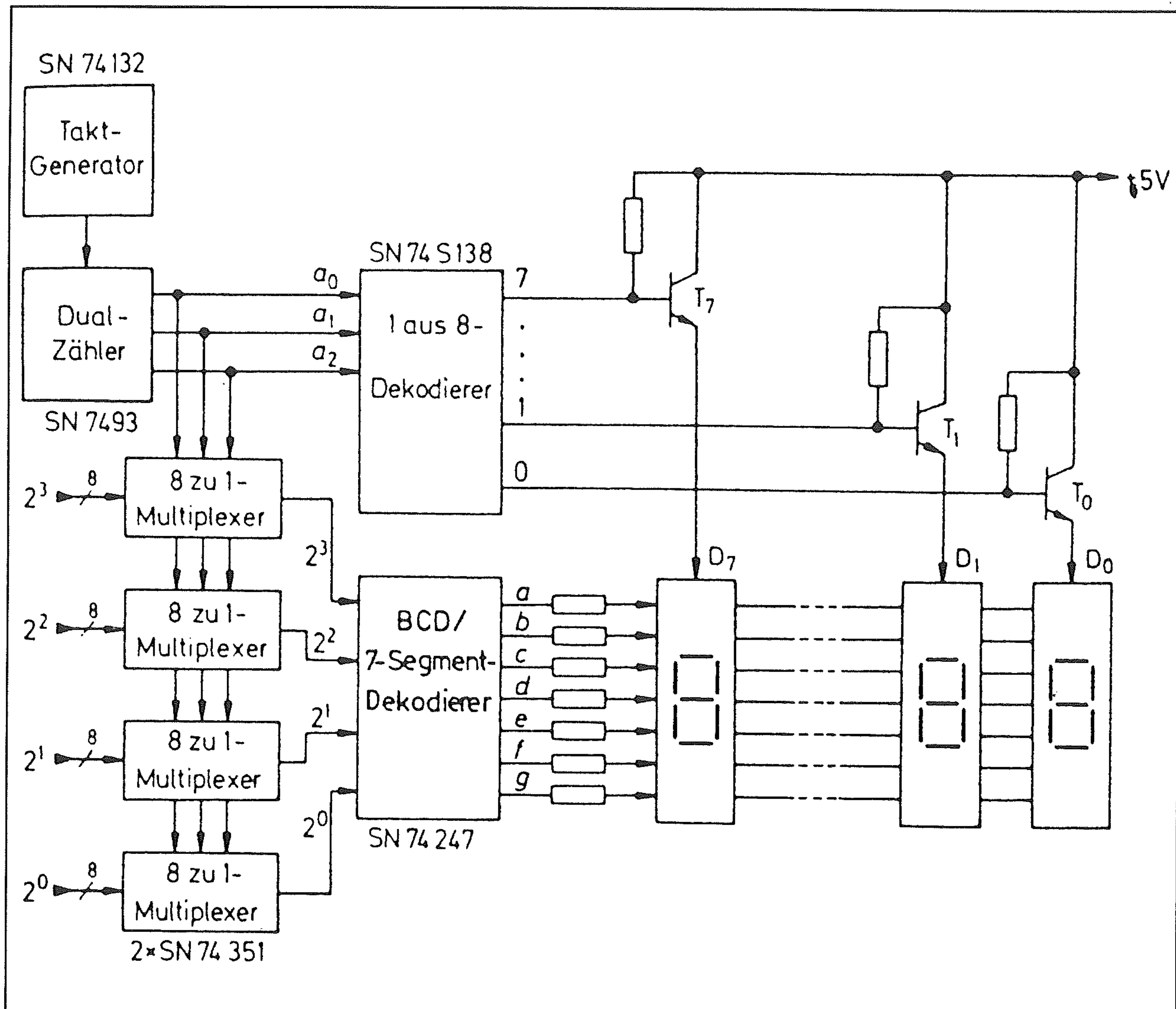


Figuur 3/3.16-12: Een eenvoudige pulsteller, waarbij drie zeven-segment indicatoren worden gebruikt voor het registreren van het aantal pulsen per seconde.

Stel dat schakelaar S1b in de getekende stand staat. De cc van display 1 wordt dan met de massa verbonden. Staat schakelaar S1a in de getekende stand en stuurt men signaal $A_{a\text{-}g}$ met gegevens om bijvoorbeeld het cijfer "3" te produceren, dan zal dit cijfer alleen op display 1 oplichten. Even later wordt S1b doorgeschakeld, waardoor display 2 geactiveerd wordt. Ook S1a schakelt door en men kan nu op de data-set $B_{a\text{-}g}$ de signalen zetten om bijvoorbeeld het cijfer "4" op display 2 af te beelden.
Nadien schakelen de schakelaars naar hun laatste stand, waardoor display 3 actief wordt en men hierop bijvoorbeeld het cijfer "8" kan laten oplichten.



Figuur 3/3.16-13: Het basisprincipe van dynamische aansturing van zeven-segment LED-display's.



Figuur 3/3.16-14: Een discrete schakeling waarmee acht zeven-segment display's volgens het dynamische principe aangestuurd worden.

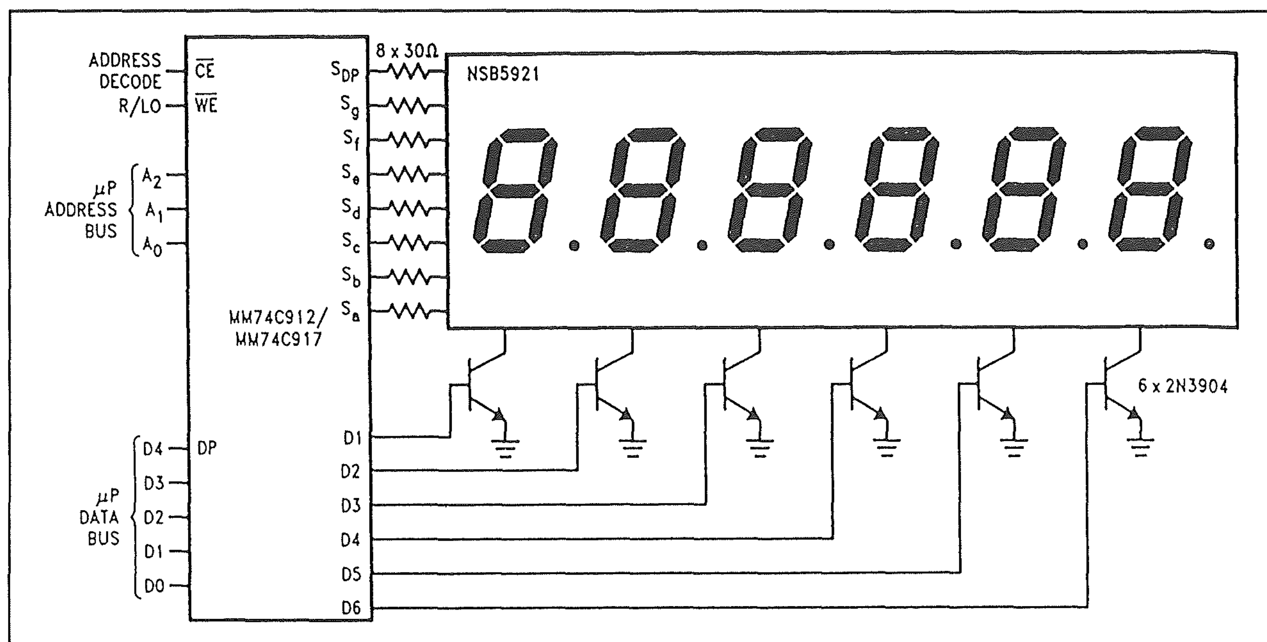
Vervangt men de mechanische schakelaars door snelle elektronische schakelaars, dan kan men het beschreven proces bijvoorbeeld 50 keer per seconde herhalen.

Door de traagheid van het menselijk oog lijkt het dan net alsof het getal "348" op de uitlezing staat.

Minimale clock-frequentie

Het dynamische proces wordt bestuurd uit een clock-generator. Deze bepaalt de snelheid waarmee de display's een na een worden ingeschakeld. Het zal duidelijk zijn dat deze clock een bepaalde minimale frequentie moet hebben. Wordt de frequentie te laag, dan zal de traagheid van het oog niet meer in staat zijn de individuele uitlezingen van de display's te "bewaren", waardoor de uitlezing gaat flikkeren. Uit de praktijk blijkt dat een minimale herhalingsfrequentie van 60 Hz noodzakelijk is om een rustige uitlezing te verkrijgen.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-15: Een praktische schakeling voor het dynamisch aansturen van zes zeven-segment LED-display's uit één IC.

Dat betekent dus dat ieder display minimaal 60 keer per seconde aangestuurd moet worden. Heeft men dus een indicator die uit zes display's bestaat, dan moet de minimale clock-frequentie gelijk zijn aan 360 Hz.

Dynamische aansturing met discrete elektronica

Een praktische schakeling voor het dynamisch aansturen van acht LED-display's is getekend in figuur 3/3.16-14. Zoals uit dit schema blijkt, komt er heel wat bij kijken! Hart van de schakeling is een clockgenerator rond de 74132. Deze levert de pulsen voor het besturen van het uitleesproces. De drie uitgangen van deze teller, a1, a2 en a3, besturen op de eerste plaats een 1-naar-8 decoder van het type 74S138. Dit IC wekt de acht selectiesignalen op, waarmee een van de acht display's geactiveerd wordt. Er wordt gebruik gemaakt van ca-display's, die via de transistoren T0 tot en met T7 een na een worden geactiveerd. De drie uitgangen van de teller besturen op de tweede plaats vier 8-naar-1 multiplexers van het type 74351. Op de acht ingangen van ieder IC worden de acht data-signalen aangeleverd, waarvan de inhoud op de uitlezing zichtbaar moet worden gemaakt. De vier uitgangen van de multiplexers, waarop dus na elkaar de data-set's van de acht cijfers verschijnen, gaan vervolgens naar een decoder/driver van het type 74247, die de besturing van de segmenten voor zijn rekening neemt.

Speciale IC's voor dynamische besturing

Uit het schema van figuur 3/3.16-14 volgt dat er heel wat IC's nodig zijn voor het opbouwen van een dynamische LED-besturing. Het ligt voor de hand dat er fabrikanten zijn die op het idee zijn gekomen alle elektronica te integreren in één IC. Dergelijke IC's worden display-drivers genoemd. Er zijn dan ook tal van multiplex-besturingen in de handel. In figuur 3/3.16-15 wordt als voorbeeld de schake-

ling rond een MM74C912 besproken. De MM74C912 van NatSemi is in staat een uitlezing van zes zeven-segment LED-display's aan te sturen volgens het multiplex-systeem.

Input Control

CE	Digit Address			WE	Operation
	K3	K2	K1		
0	0	0	0	0	Write Digit 1
0	0	0	0	1	Latch Digit 1
0	0	0	1	0	Write Digit 2
0	0	0	1	1	Latch Digit 2
0	0	1	0	0	Write Digit 3
0	0	1	0	1	Latch Digit 3
0	0	1	1	0	Write Digit 4
0	0	1	1	1	Latch Digit 4
0	1	0	0	0	Write Digit 5
0	1	0	0	1	Latch Digit 5
0	1	0	1	0	Write Digit 6
0	1	0	1	1	Latch Digit 6
0	1	1	0	0	Write Null Digit
0	1	1	0	1	Latch Null Digit
0	1	1	1	0	Write Null Digit
0	1	1	1	1	Latch Null Digit
1	X	X	X	X	Disable Writing

X = Don't Care

Output Control

SOE	OSE	Operation
0	0	Refresh Display
0	1	Stop Oscillator*
1	0	Disable Segment Outputs
1	1	Standby Mode

*Segment drive may exceed maximum display dissipation.

Figuur 3/3.16-16: De waarheidstabellen van de display-driver MM74C912.

Zoals blijkt uit het schema zijn er slechts 14 verbindingen nodig tussen het IC en de uitlezing. De drie adres-lijnen A0, A1 en A2 selecteren het display waarvoor de datagegevens op D0 tot en met D4 van toepassing zijn. Op D0 tot en met D3 wordt de BCD-code aangelegd van het cijfer dat op het geselecteerde display moet branden. D4 wordt gebruikt voor het aansturen van de digitale punt van het geselecteerde display. Naast de getekende aansluitingen heeft de MM74C912 een interne oscillator, die het scannen van de display's verzorgt.
De waarheidstabellen van deze clock en van de besturing zijn samengevat in figuur 3/3.16-16.

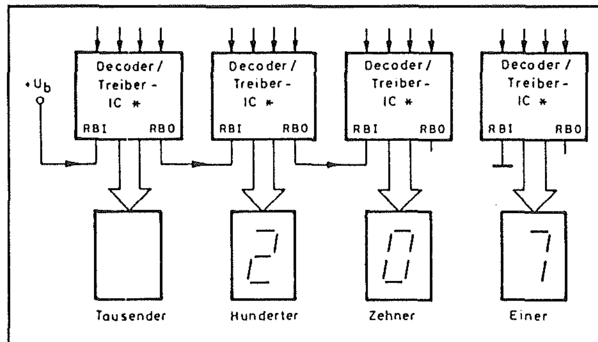
Ripple blancking:
onderdrukken van overbodige nullen
Wordt een uit diverse display's opgebouwde uitlezing gebruikt voor het uitlezen van meetwaarden, dan is het handig als overbodige nullen onderdrukt worden. Bestaat de uitlezing uit vijf display's en is de weer te geven meetwaarde "456", dan is het veel overzichtelijker als de uitlezing "456" aangeeft dan "00456". Zonder speciale maatregelen zal echter het tweede getal verschijnen. Hetzelfde geldt als de uitlezing wordt gebruikt om getallen die kleiner zijn dan de eenheid weer te geven. De uitlezing van een digitale universeelmeter is overzichtelijker als de uitlezing "0.12" vermeldt dan wanneer het getal "0.1200" verschijnt.
Diverse display-drivers hebben schakelingen aan boord, waarmee het mogelijk is de overbodige nullen te onderdrukken. In het Engels heet deze functionaliteit "leading and trailing zero suppression". De techniek die hiervoor ontwikkeld is, heet "ripple blanking".

RBI en RBO
De meeste display-drivers hebben twee aansluitingen, die "RBI" en "RBO" worden genoemd, afkortingen voor respectievelijk "Ripple Blanking Input" en "Ripple Blanking Output". Met deze twee aansluitingen kan men zowel nullen voor als na de decimale punt onderdrukken.

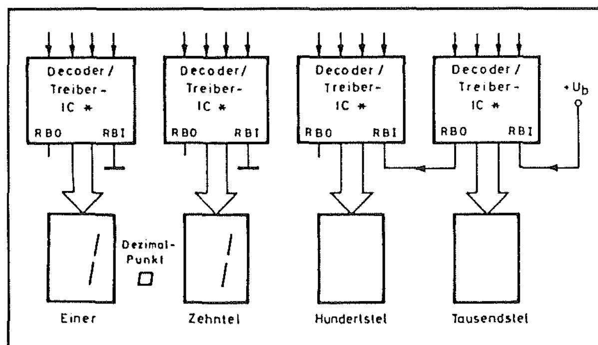
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

Onderdrukken van nullen voor de decimale punt

Het basisschema voor het onderdrukken van overbodige nullen voor de decimale punt is getekend in figuur 3/3.16-17.



Figuur 3/3.16-17: Het onderdrukken van overbodige nullen voor de decimale punt.



Figuur 3/3.16-18: Het onderdrukken van overbodige nullen na de decimale punt door middel van de ripple blanking techniek.

De RBI van de driver voor het hoogste cijfer van de uitlezing wordt met de voedingsspanning verbonden, dus "H" gemaakt. De RBO wordt verbonden met de RBI van de driver voor het op een na hoogste cijfer. De RBO's van alle drivers worden verbonden met de RBI's van de voorgaande drivers. Bij de driver die het laagste digit bedient hoeft dit niet, omdat het wel handig is als, zelfs als de indicator niets moet aanwijzen, toch een nulletje verschijnt. De RBI van deze driver wordt vandaar op "L" gezet en de RBO blijft uiteraard open.

Onderdrukken van nullen na de decimale punt

In figuur 3/3.16-18 is getekend hoe men overbodige decimale nullen na de decimale punt kan onderdrukken. De RBI van de rechtse driver ligt nu aan "H", verder schakelt men weer alle RBO's aan de RBI's van de naast liggende drivers. De RBI van het eenheden-display wordt aan "L" gelegd, omdat het weer nuttig is om dit display in ieder geval aan te sturen, ook als er "0.000" zichtbaar gemaakt moet worden. De uitlezing gaat dan naar "0.", zodat de gebruiker in ieder geval weet dat het apparaat is ingeschakeld.

Staafvormige thermometerschaal indicatoren

Inleiding

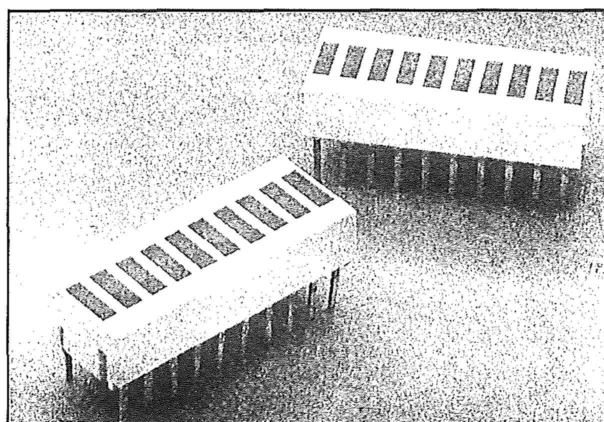
Digitale uitlezingen hebben als voordeel dat zij uiterst nauwkeurig zijn. Soms echter, heeft men absoluut geen behoefte aan een nauwkeurige uitlezing van een meetwaarde. Dat is het geval als men alleen geïnteresseerd is in het trendmatige verloop van de meetwaarde. Bij het afregelen komt het vaak voor dat men een bepaalde spanning op een positief maximum moet afregelen. Dat gaat niet als men met een digitale uitlezing werkt. De oude naaldinstrumenten zijn hiervoor veel beter geschikt. Men ziet immers onmiddellijk wanneer de naald een maximale uitslag bereikt. Die oude naaldinstrumenten zijn inmiddels vervangen door

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

LED-equivalenten, die men in het Engels "bar-graph"-display's noemt. Men kan deze term vertalen met "staafvormige thermometer" indicatoren. Zoals uit de foto van figuur 3/3.16-19 blijkt, bestaan deze indicatoren uit een groot aantal LED's die keurig op een rijtje zijn aangebracht. In de meeste gevallen zijn de display's "stackable", hetgeen wil zeggen dat men een langere schaal kan maken door meer dan een indicator naast elkaar te plaatsen. Zet men de behuizingen van de indicatoren keurig tegen elkaar, dan is de onderlinge afstand tussen de laatste LED van het eerste display en de eerste LED van het tweede display gelijk aan de onderlinge afstanden tussen de LED's in één display.

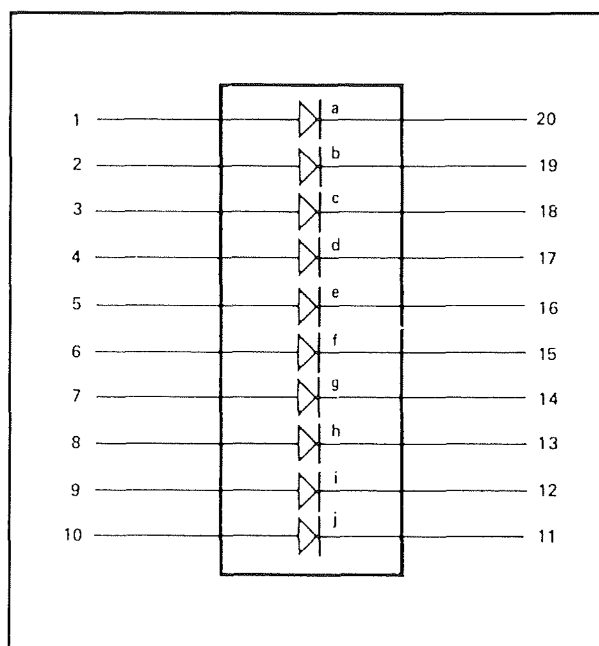
Interne schema's

Bij de meeste bar-graph indicatoren worden alle aansluitingen van alle LED's individueel naar buiten gebracht. Een indicator met tien LED's heeft dan ook 20 aansluitingen, zie figuur 3/3.16-20.

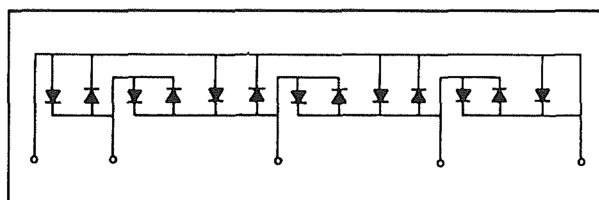


Figuur 3/3.16-19: Een typische uitvoering van een stackable bar-graph-indicator, opgebouwd uit tien LED's.

Als men een thermometerschaal met 100 LED's maakt, betekent dit echter een vrijwel onoplosbaar probleem bij het leggen van 100 printspoortjes tussen de display's en de besturende IC's.



Figuur 3/3.16-20: Normale bar-graph display's voeren alle kathoden en anoden van de LED's naar buiten.



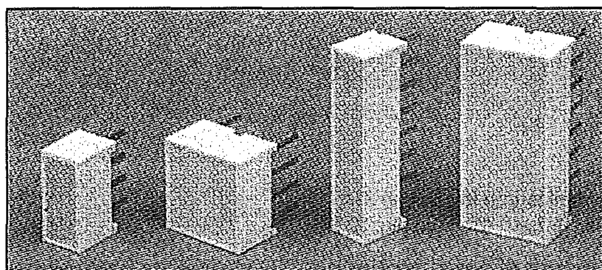
Figuur 3/3.16-21: De "TELEPAREL"-technologie, ontwikkeld door Telefunken, reduceert het aantal besturingslijnen tussen driver-IC's en bar-graph display's dramatisch.

TELEPAREL

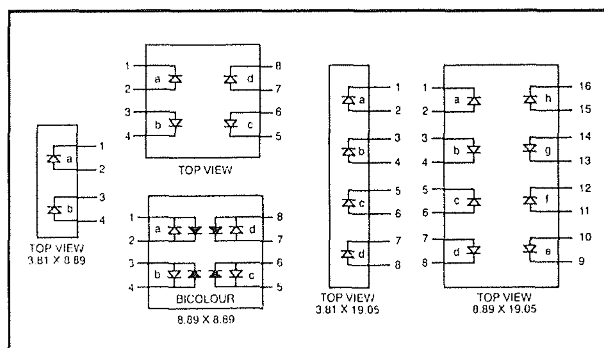
Door diverse fabrikanten zijn echter oplossingen verzonnen om het aantal aansluitingen te reduceren. Een van de bekendste technieken heet "TELEPAREL" en werd ontwikkeld door Telefunken. In

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

figuur 3/3.16-21 wordt voorgesteld hoe, door een ingenieuze interne doorverbinding van de LED's, het aantal noodzakelijke besturingslijnen kan gereduceerd worden van 26 tot 5.
Uiteraard kunnen "TELEPAREL" indicatoren alleen aangestuurd worden door drivers, die dezelfde technologie ondersteunen. Telefunken brengt een aantal IC's op de markt, die met deze techniek zijn uitgerust.



Figuur 3/3.16-22: Vier bar-graph indicatoren van Hewlett-Packard.



Figuur 3/3.16-23: De aansluitgegevens van de HP display's van figuur 3/3.16-22.

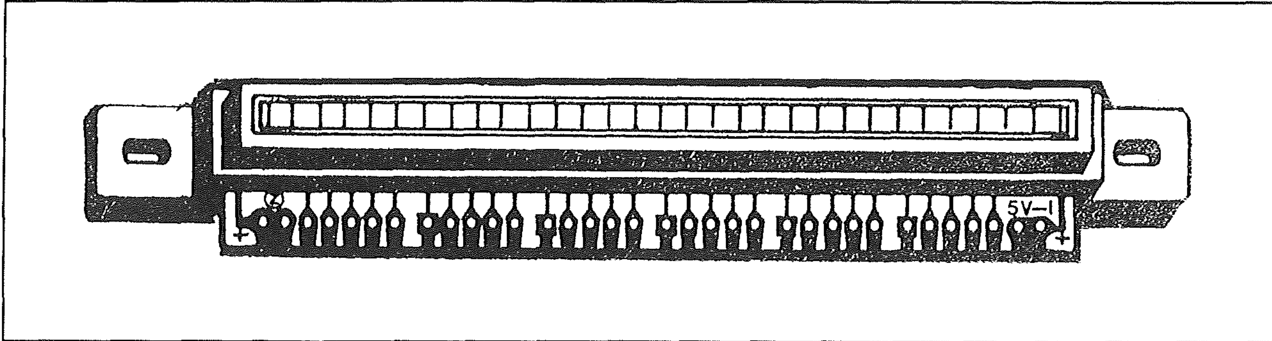
Soorten bar-graph indicatoren

Alle bekende fabrikanten van opto-elektronische componenten brengen bar-graph display's op de markt. Het aanbod is zo groot, dat er voor iedere toepassing wel een geschikte uitlezing te vinden is. In figuur 3/3.16-22 is een aantal display's van Hewlett-Packard voorgesteld. De linkse bevat slechts twee LED's, de meest rechtse 8, gegroepeerd als 2 x 4. Met dergelijke bar-graph's is het dus mogelijk op een heel beperkte ruimte een stereo-indicator op te bouwen. De tweede van links bevat 8 LED's, waarbij het unieke is dat deze per twee anti-parallel zijn geschakeld en verschillende kleuren hebben. Op deze manier is het mogelijk de kleur van ieder lichtpuntje individueel aan te sturen. De aansluitgegevens van deze indicatoren worden voorgesteld in figuur 3/3.16-23.
Door Stanley LED wordt een reeks bar-graph's in de handel gebracht, die op een heel eenvoudige manier op een frontplaat van een apparaat kunnen worden aangebracht. De LED's zijn gemonteerd in een verhoogde behuizing, die precies past in een in de frontplaat gefreesde gleuf. De behuizing heeft bovendien twee bevestigingsgaatjes en een aansluitpaneeltje, waaraan dunne draadjes gesoldeerd kunnen worden. Figuur 3/3.16-24 geeft een impressie van een dergelijk onderdeel, dat 30 LED's bevat. Zoals uit het intern schema van figuur 3/3.16-25 blijkt, zijn alle anoden intern verbonden. Deze gemeenschappelijke lijn wordt zowel links als rechts uitgevoerd, zodat de voedingsspanning voor verschillende display's heel gemakkelijk doorgekoppeld kan worden. Stanley LED levert een hele reeks van dergelijke onderdelen, waarbij sommige typen zijn uitgerust met verschillende kleuren LED's. Heel handig als men een VU-meter wil maken!

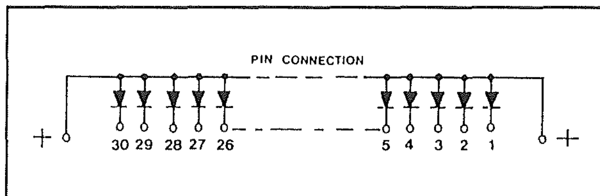
Het aansturen van bar-graph display's

Het zal wel duidelijk zijn dat voor het aansturen van staafvormige indicatoren een beroep moet worden gedaan op speciale drivers.

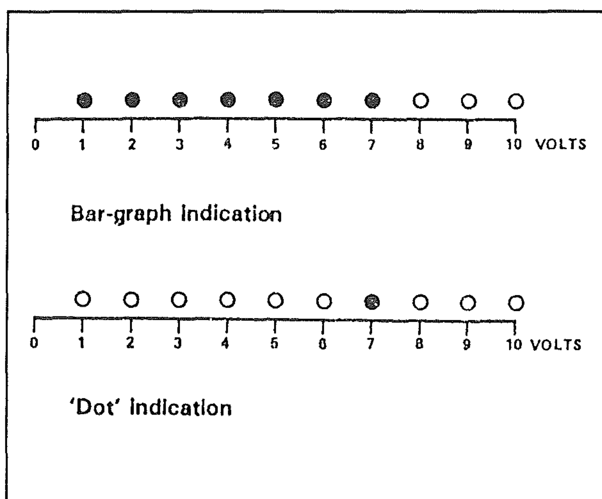
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-24: Een voorbeeld van de indicatoren voor paneelmontage, die door Stanley LED op de markt worden gebracht.



Figuur 3/3.16-25: De aansluitgegevens van de bar-graph van figuur 3/3.16-24.



Figuur 3/3.16-26: Het verschil tussen bar-graph en dot uitlezing.

Die worden door alle grote IC-fabrikanten op de markt gebracht, zodat er geen gebrek aan keuze is.

Men moet er echter rekening mee houden dat er twee aansturingssystemen bestaan:

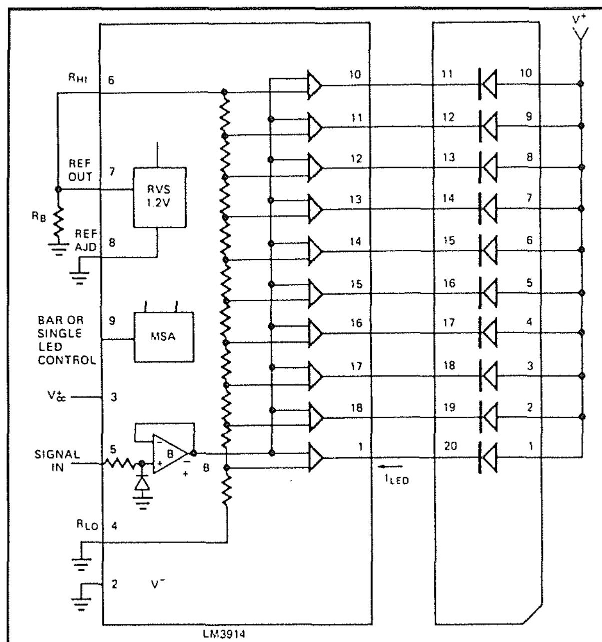
- bar-graph;
- dot.

Het verschil tussen beide systemen volgt uit figuur 3/3.16-26. Bij bar-graph uitlezing, in het Nederlands kolomuitlezing genoemd, wordt de ingangsspanning vertaald naar het oplichten van een aantal naast elkaar geplaatste LED's. Het aantal LED's dat oplicht is recht evenredig met de grootte van de te meten spanning. Bij de dot uitlezing, in het Nederlands puntuitlezing, brandt slechts één LED en is de positie van de LED in de rij recht evenredig met de grootte van de ingangsspanning. Er bestaan drivers die alleen dot besturing en drivers die alleen bar-graph besturing verzorgen. Sommige drivers hebben een pen, waarmee men kan omschakelen tussen dot en bar-graph uitlezing.

De LM39xx-serie van NatSemi

De LM39xx-serie van NatSemi is een van de bekendste drivers-reeksen voor het aansturen van kolomindicatoren. In principe volstaat één weerstand plus een van de IC's voor het aansturen van een display van 10 LED's.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-27: Het toepassingsschema van de bekende bar-graph driver LM3914.

De reeks bestaat uit drie IC's die volledig identiek zijn op de schaalindeling na:

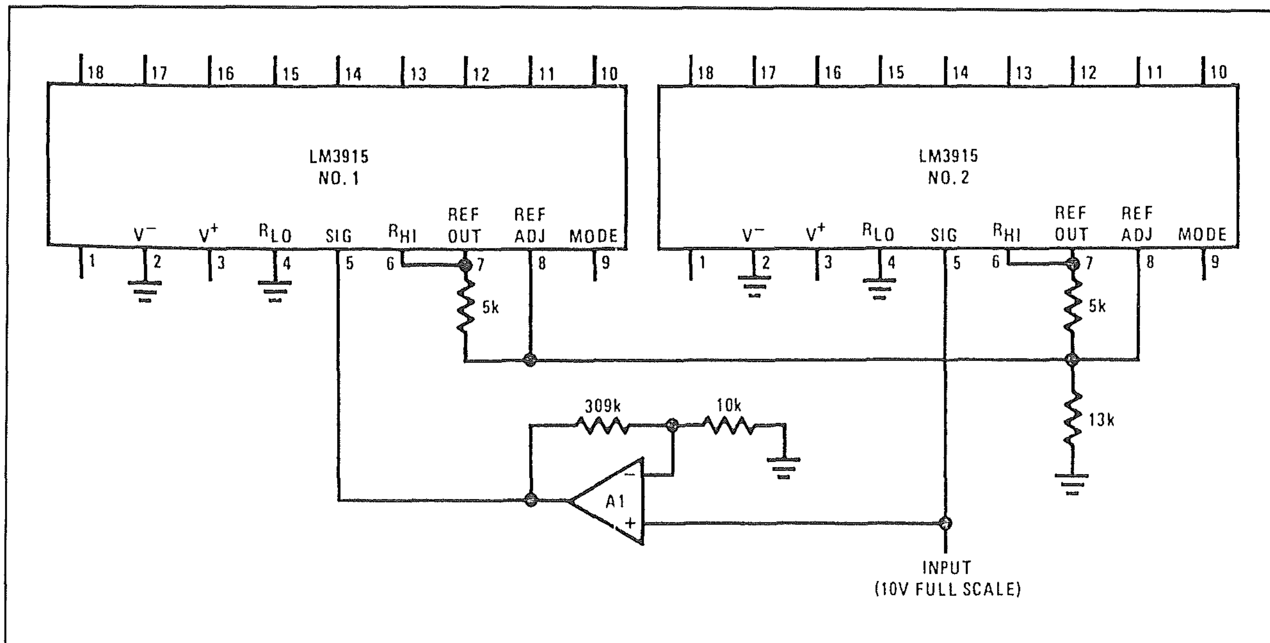
- LM3914:
  Heeft een lineaire schaal, zodat dit IC bruikbaar is voor het meten van lineaire grootheden zoals gelijkspanningen.
- LM3915:
  Heeft een lineaire dB-schaal van 3 dB per LED, zodat dit IC geschikt is voor het uitlezen van signaalniveaus in audio-apparatuur.
- LM3916:
  Heeft een speciale VU-meter schaal, volledig aangepast aan de manier waarop het uitsturingsniveau van kassetterecorders wordt weergegeven.

Het algemeen toepassingsschema is getekend in figuur 3/3.16-27. De waarde van de ingangsspanning, aan te leggen op pen 5, wordt vergeleken met twee drempelspanningen, R_{LO} en R_{HI}. Deze drempels bepalen bij welke ingangsspanning de eerste LED en bij welke ingangsspanning de laatste LED gaat branden. Die twee drempels bepalen dus in feite het meetbereik van de schakeling.
Op pen 7 staat een nauwkeurige en stabiele referentiespanning van 1,2 V ter beschikking, die gebruikt kan worden voor het instellen van beide drempels. Via pen 9 kan men omschakelen tussen bar-graph en dot uitlezing. De uitgangstrappen leveren een constante stroom, zodat het niet noodzakelijk is serieweerstanden in de verbindingen tussen het IC en de LED's van het display op te nemen.
De schakelingen uit de LM39xx-serie zijn op een heel eenvoudige manier te cascaderen. Als voorbeeld wordt in figuur 3/3.16-28 een schema gegeven van een lineaire dB-meter met een bereik tot 60 dB en een nauwkeurigheid van 3 dB per LED. De operationele versterker zorgt ervoor dat de ingangsspanning van de eerste driver met een bepaalde factor wordt vermenigvuldigd alvorens zij aan de tweede driver wordt aangeboden. Door de preciese keuze van de weerstandswaarden (10 kΩ en 309 kΩ) zal de overgang van de laatste LED van het eerste display naar de eerste LED van het tweede display vloeiend verlopen.

"TELEPAREL"-besturing met de U1096B van Telefunken

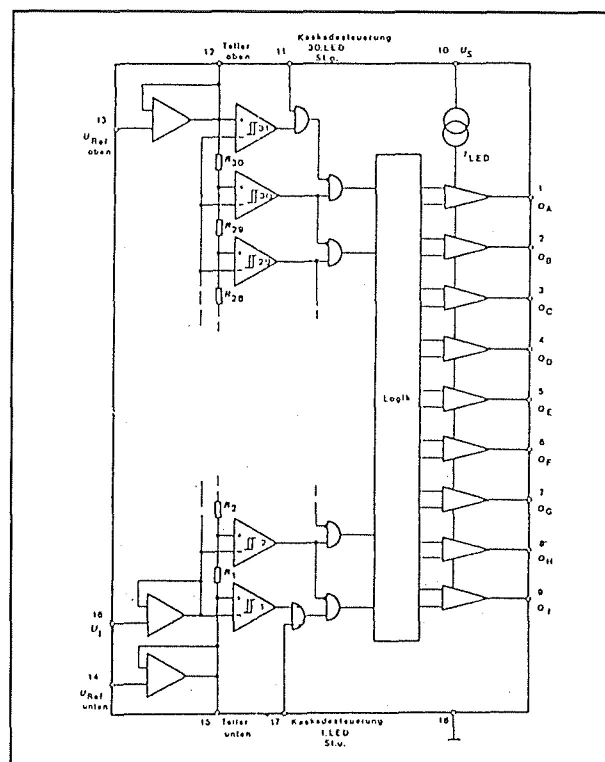
De U1096B van Telefunken is de meest uitgebreide en universele lineaire bargraph driver die op de markt is. De schakeling stuurt, dank zij het reeds besproken "TELEPAREL"-systeem, uit slechts 9 pennen niet minder dan 30 LED's individueel aan. De 30 LED's zijn op een speciale manier met elkaar verbonden en de sturing ontstaat door de uitgangspennen van de U1096B ofwel "L", ofwel "H" ofwel "tri-state" te maken.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



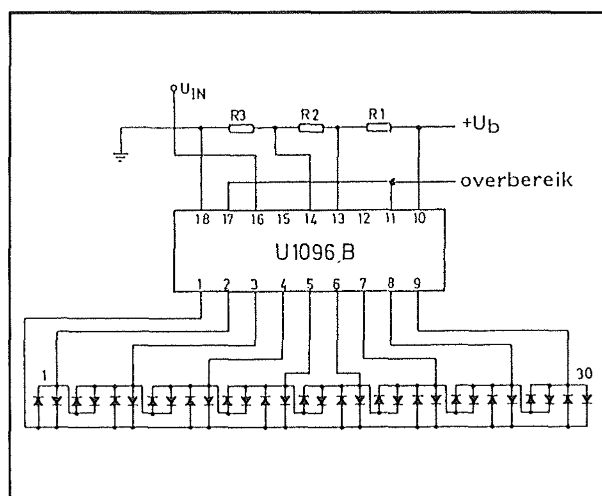
Figuur 3/3.16-28: Door het cascaderen van twee LM3915 display-drivers ontstaat een dB-meter met een bereik van 60 dB.

De schakeling heeft speciale voorzieningen waardoor het erg eenvoudig is meerdere IC's te cascaderen. Zo zijn er twee ingangen aanwezig, de pennen 11 en 17, die bepalen of de eerste en laatste LED uit de kolom bij onder- of oversturing zullen branden of doven.
Op deze manier kan men bij cascadering ervoor zorgen dat deze LED's doven. De schakeling heeft twee gebufferde referentie-ingangen en een gebufferde analoge ingang. Om te kunnen cascaderen zijn de referentie-ingangen echter ook nog eens na de buffer, dus rechtstreeks aan de weerstanden, beschikbaar. De stromen door de LED's worden gestabiliseerd door middel van een interne stroombron. De grootte van de stroom is echter niet instelbaar!
In figuur 3/3.16-29 is het intern blokschema van dit indrukwekkende IC voorgesteld.



Figuur 3/3.16-29: Het intern blokschema van de U1096B.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

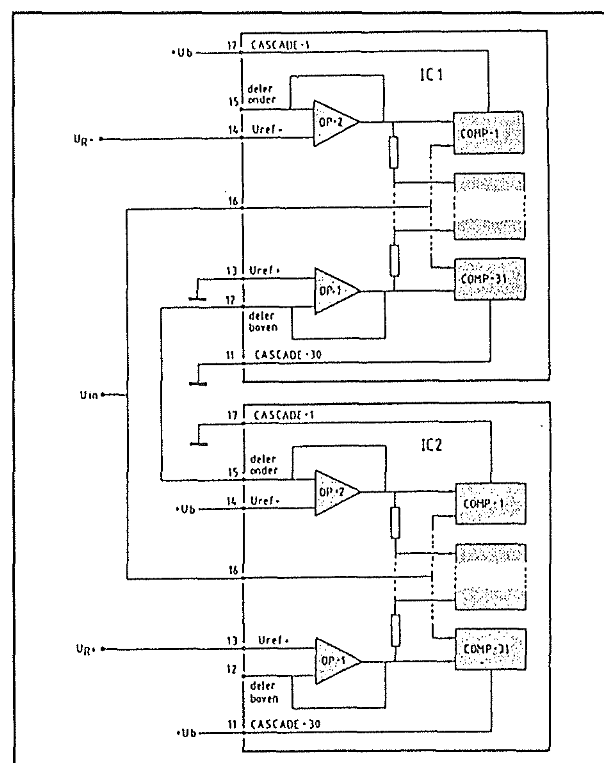


Figuur 3/3.16-30: Het basisschema rond een U1096B voor het aansturen van 30 LED's.

Figuur 3/3.16-30 geeft het standaardschema rond de U1096B. De twee referentie-ingangen (pennen 13 en 14) worden hier zwevend van de massa ingesteld door middel van een externe spanningsdeler R1/R2/R3. De onderlinge verhouding tussen deze drie weerstanden legt de twee drempels vast, die bepalen bij welke minimale en maximale ingangsspanningen de eerste en de dertigste LED gaan branden. De pennen 11 en 17 kunnen naar wens aan de massa of aan de voeding worden gelegd.

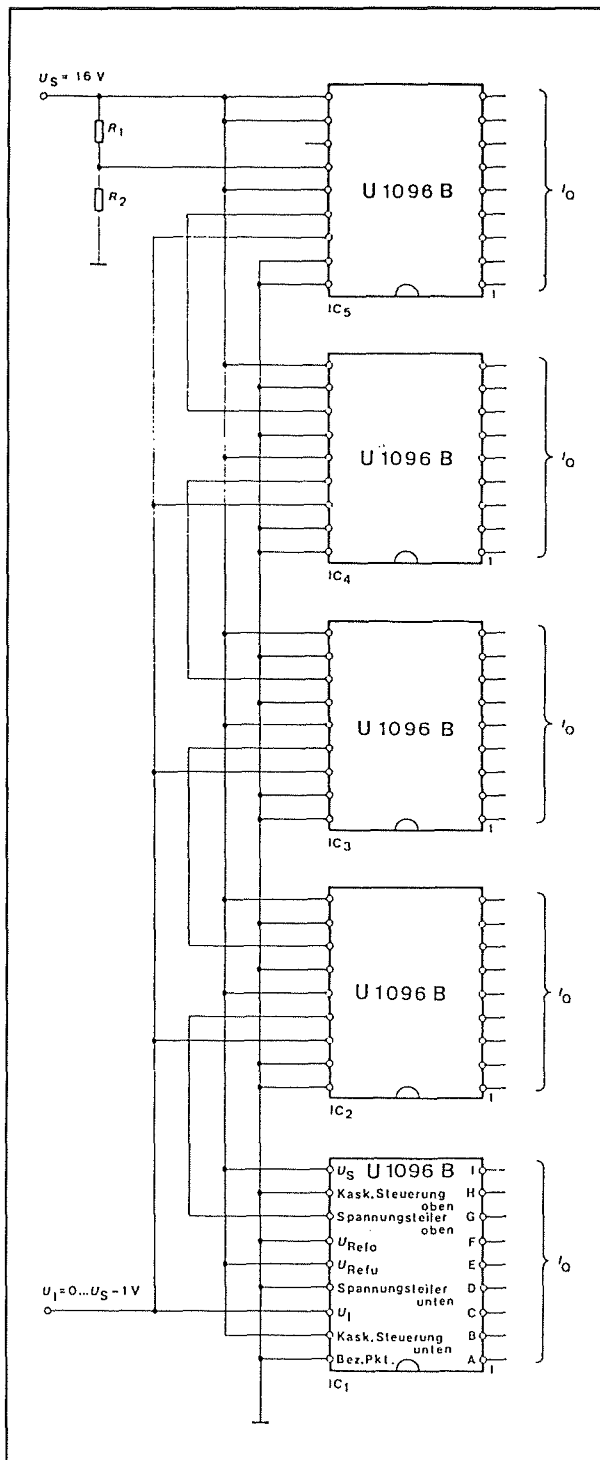
Figuur 3/3.16-31 geeft het principeschema voor het cascaderen van twee of meerdere U1096B IC's. Pen 17 van de bovenste schakeling gaat naar de voeding, zodat de eerste LED blijft branden als de ingangsspanning lager wordt dan de onderste referentie. Hetzelfde geldt voor pen 11 van de onderste schakeling, zodat ook de 60ste LED blijft branden als de schakeling overstuurd wordt. De twee overige pennen, 11 van IC1 en 17 van IC2, liggen aan de massa, zodat het overspringen van de uitlezing van het ene naar het andere IC zonder overbodig brandende LED's verloopt.

De ongebufferde bovenste referentie van IC1 (pen 11) wordt rechtstreeks verbonden met de ongebufferde onderste referentie (pen 15) van het onderste IC. Op deze manier worden beide weerstandsdelers in serie geschakeld. De referentiespanningen worden aangesloten tussen pen 14 van IC1 en pen 13 van IC2. De twee niet gebruikte buffers OP-1 van IC1 en OP-2 van IC2 zouden echter met hun lage uitgangsimpedantie de weerstandsdeler kunnen beïnvloeden. Vandaar dat deze buffers in tri-state worden geschakeld door pen 13 van IC1 met de massa te verbinden en pen 14 van IC2 met de voedingsspanning.



Figuur 3/3.16-31: Het principe van het cascaderen van twee of meerdere U1096B schakelingen.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-32: Het cascaderen van vijf U1096B IC's levert een aansturingsschakeling op voor een bar-graph indicator van 150 LED's!

In figuur 3/3.16-32 is een schakeling getekend, waarbij vijf U1096B IC's in cascade zijn geschakeld. Met deze schakeling kan men dus een bar-graph uitlezing met 150 LED's realiseren. Bij bestudering van het schema zal men de bij de vorige voorbeeldschakeling verklaarde principes duidelijk kunnen terug vinden.

4 x 7 dot hexadecimale indicatoren

Inleiding

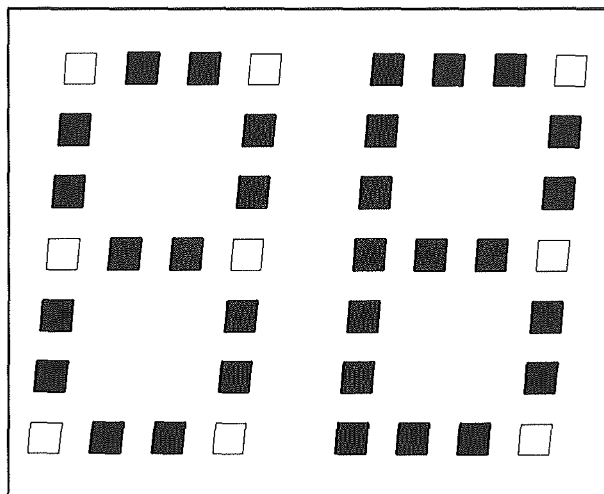
Zeven-segment indicatoren zijn heel eenvoudig aan te sturen en lekker goedkoop, maar een groot nadeel is toch wel dat zij niet in staat zijn hexadecimale codes op de gestandaardiseerde manier weer te geven. Op een zeven-segment display ziet een "0" er hetzelfde uit als een "D". Hetzelfde geldt voor de "8" en de "B". Vandaar dat deze HEX-codes moeten worden voorgesteld door de ondercast letters "b" en "d". Om dit probleem op te lossen heeft men speciale hexadecimale indicatoren ontwikkeld, die zijn samengesteld uit een puntmatrix van 4 bij 7. Die punten worden echter niet, zoals bij de later te bespreken 5 bij 7 dot-matrix display's, individueel aangestuurd maar zijn gegroepeerd in 13 afzonderlijk aan te sturen groepen. In principe zou men deze indicatoren dus net zo goed dertien-segment indicatoren kunnen noemen! Het enige duidelijke onderscheid is dat nu niet alle segmenten even groot zijn.

Samenstelling

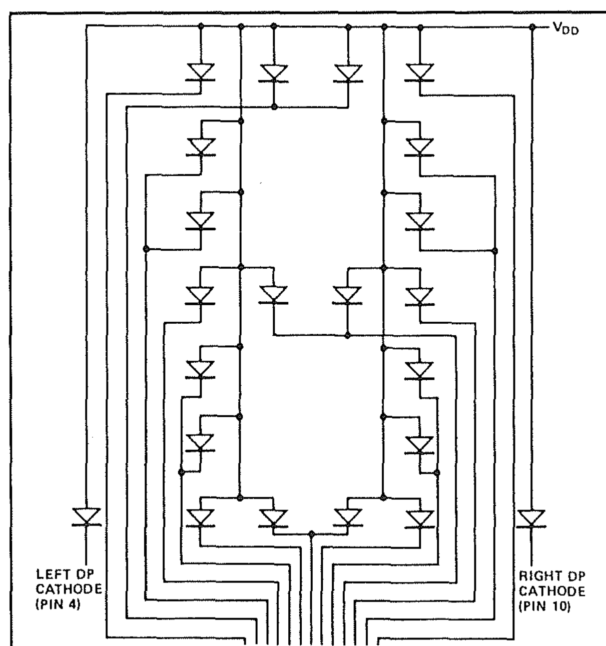
Figuur 3/3.16-33 geeft een impressie van de opbouw van deze indicatoren, met daar in weergegeven de manier waarop de

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

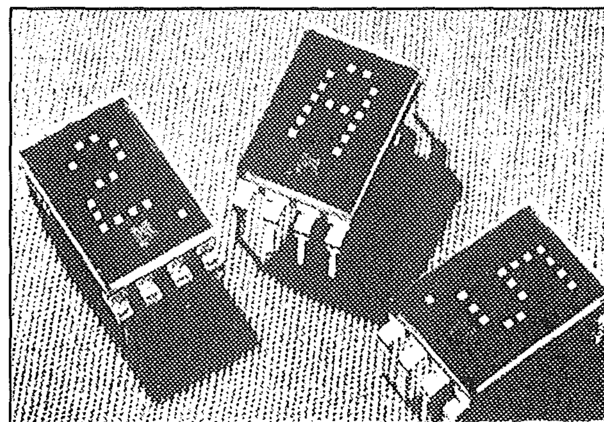
HEX-karakters "8" en "B" worden voorgesteld. Door de aansturing in dertien groepen kan men een duidelijk onderscheid maken tussen beide karakters.



Figuur 3/3.16-33: De samenstelling van 4 x 7 dot hexadecimale indicatoren.



Figuur 3/3.16-34: Het aansturen van de 20 LED's in een hexadecimaal 4 x 7 dot display.



Figuur 3/3.16-35: Drie 4 x 7 dot hexadecimale indicatoren van Hewlett-Packard.

Uit figuur 3/3.16-34 blijkt hoe de in totaal 20 LED's in 13 groepen zijn ingedeeld. Hieruit blijkt dat de LED's die op de hoeken snijpunten van de kolommen en de rijen staan afzonderlijk zijn aan te sturen. Hierdoor is het mogelijk een duidelijk onderscheid aan te brengen in de weergave van "8" en "B" en van "0" en "D".

Geïntegreerde elektronica
Er bestaan geen driver-IC's voor dit soort indicatoren. Vandaar dat de fabrikanten die dergelijke display's op de markt brengen (waaronder Hewlett-Packard) de noodzakelijke besturingselektronica in de behuizing van het display hebben geïntegreerd. In figuur 3/3.16-35 worden een paar indicatoren uit de 5082-serie van HP voorgesteld. Duidelijk is onder de LED-jes het kleine chipje te zien, waarin de volledige besturingselektronica verborgen zit. Als men toch aan het integreren slaat, dan kan men natuurlijk in één moeite ook tellers en geheugens opnemen. Dat gebeurt dan ook!

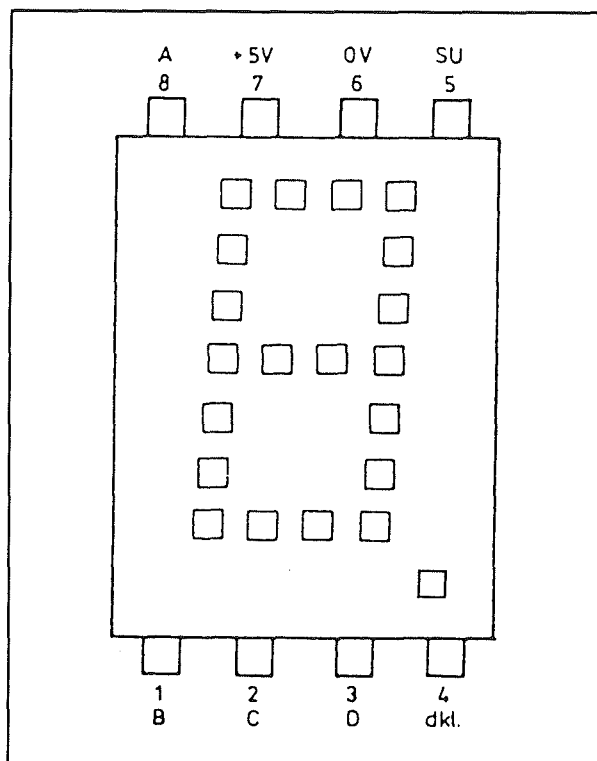
De HP5082-7356
Als voorbeeld wordt de HP5082-7356 in het kort voorgesteld.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

Data Input				Character
D3	D2	D1	D0	Displayed
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	A
H	L	H	H	B
H	H	L	L	C
H	H	L	H	D
H	H	H	L	E
H	H	H	H	F

Figuur 3/3.16-36: De waarheidstabel van de HP5082-7356.

De karakterhoogte bedraagt 7,4 mm, waardoor deze indicatoren goed af te lezen zijn van een afstand van 3,5 m. Het onderdeel heeft een decimale punt aan de rechter zijde, bevat een hexadecimale decoder/driver en een viervoudige latch voor het opslaan van de gegevens. De waarheidstabel van het display is voorgesteld in de tabel van figuur 3/3.16-36.
Het IC-display is ondergebracht in een behuizing met acht pennen, zie figuur 3/3.16-37. De functie van deze pennen:



Figuur 3/3.16-37: De aansluitgegevens van de hexadecimale 4 x 7 dot indicator HP5082-7356.

- Pen 1:
  Tweede ingang van de hexadecimale code, meestal Q_B genoemd.
- Pen 2:
  Derde ingang van de hexadecimale code, meestal Q_C genoemd.
- Pen 3:
  Vierde ingang van de hexadecimale code, meestal Q_D genoemd.
- Pen 4:
  Besturing van de decimale punt. Deze gaat branden als deze ingang "L" wordt.
- Pen 5:
  Latch enable ingang. Als deze ingang "L" is worden de gegevens op de ingangpennen overgenomen door de latch en de uitlezing. Wordt deze ingang "H", dan wordt de toegang tot het geheugen afgesloten, zodat de code op de ingangen bewaard blijft.

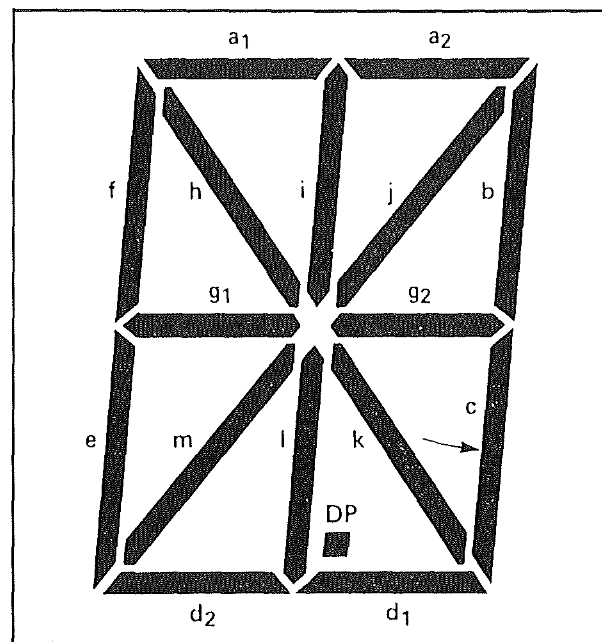
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

- Pen 6:
  Massa.
- Pen 7:
  Voedingsspanning, +5 V dus compatibel met TTL en met een stroomverbruik van maximaal 170 mA.
- Pen 8:
  Eerste ingang van de hexadecimale code, meestal Q_A genoemd.

Zestien-segment alfanumerieke indicatoren

Van zeven naar zestien
Intelligente apparaten hebben vaak de behoefte om door middel van eenlettergrepige woordjes met hun gebruiker te communiceren. Kreten als "STOP", "PLAY", "REC", "LOAD", "EXIT", "PROG" en "SAVE" geven duidelijk aan wat voor functie of actie er wordt uitgevoerd dan wel verwacht. Nu is het natuurlijk onzin om hiervoor een beeldschermpje met bijbehorende elektronica in het apparaat in te bouwen. Als men genoegen neemt met alleen hoofdletters en af en toe een beetje een specifieke vorm van de letters is het mogelijk het volledige alfabet plus alle cijfers voor te stellen op indicatoren die zijn samengesteld uit slechts 16 segmenten. Dergelijke indicatoren zijn veel eenvoudiger aan te sturen dan de "echte" alfanumerieke indicatoren die uit een matrix van 5 bij 7 punten bestaan.

Samenstelling
De samenstelling van een zestien-segment indicator is weergegeven in figuur 3/3.16-38. Let er wel op dat, dit in tegenstelling tot de gewoonte bij zeven-segment indicatoren, de benamingen van de segmenten niet gestandaardiseerd zijn! De manier waarop cijfers, letters en tekens worden voorgesteld is samengevat in figuur 3/3.16-39.



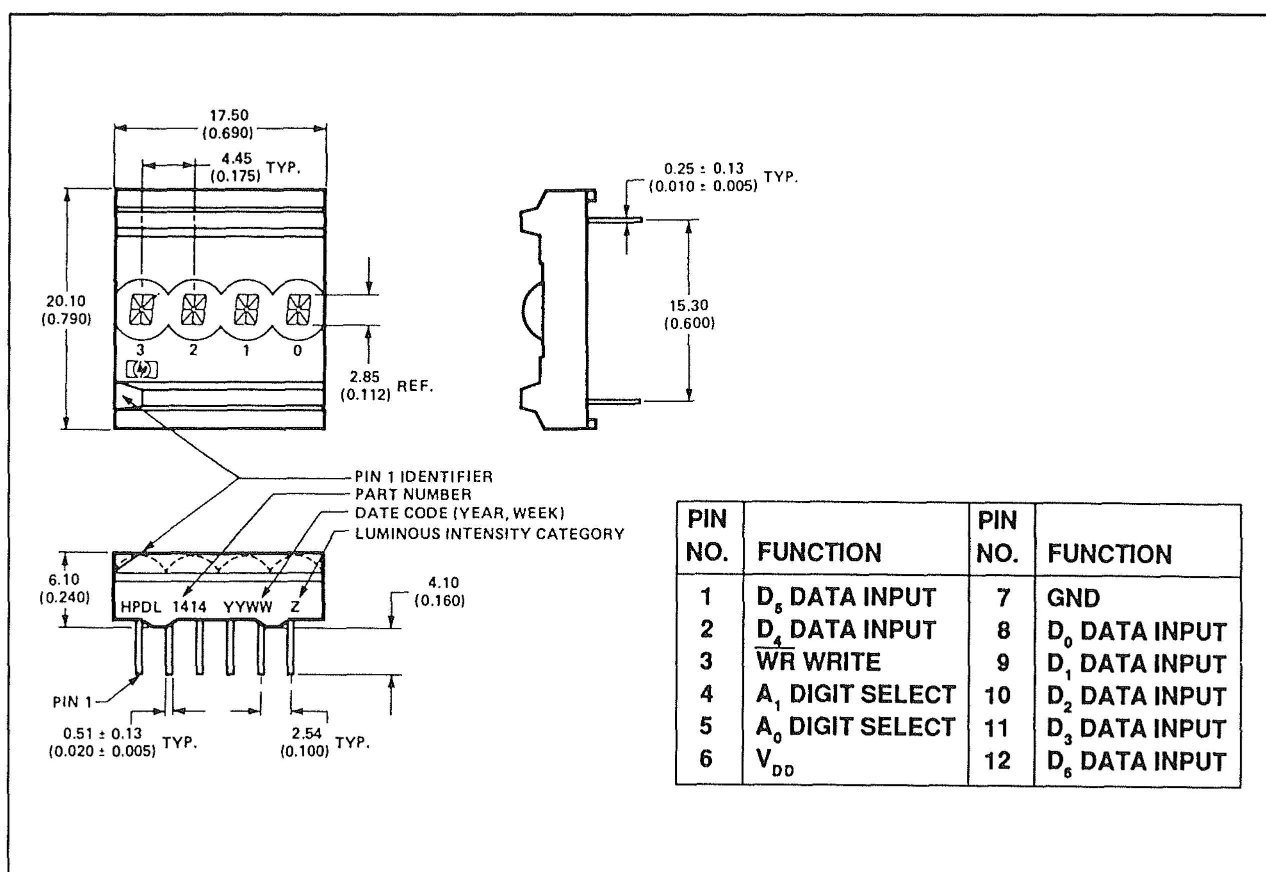
Figuur 3/3.16-38: De manier waarop de zestien segmenten zijn opgesteld.

Voorbeeld:
de HPDL-1414 van Hewlett-Packard
Deze indicator bestaat uit vier zestiensegment indicatoren met een karakterhoogte van 2,85 mm. Het onderdeel bevat alle elektronica voor het aansturen van de display's uit een zeven bit brede ASCII-code. Zoals uit figuur 3/3.16-40 blijkt, heeft het onderdeel slechts 12 aansluitingen. Naast de zeven data-ingangen worden er twee ingangen gebruikt voor het selecteren van een van de vier display's. Daarnaast is er alleen een $\overline{\text{WRITE}}$-ingang aanwezig, waarmee de gegevens op de 7 data-ingangen worden overgenomen door het geselecteerde display. De besturing van een dergelijke indicator is dus kinderlijk eenvoudig!

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

(space)	!	"	#	$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	^	_

Figuur 3/3.16-39: Het weergeven van alfanumerieke karakters op een zestien-segment indicator.

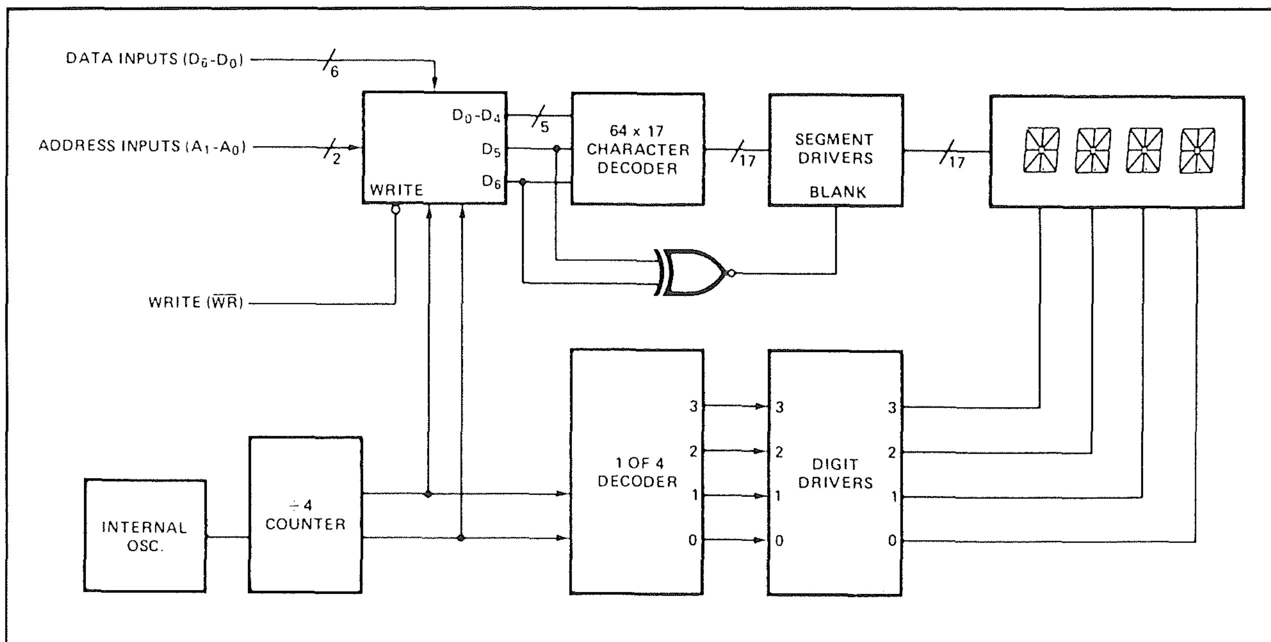


PIN NO.	FUNCTION	PIN NO.	FUNCTION
1	D_5 DATA INPUT	7	GND
2	D_4 DATA INPUT	8	D_0 DATA INPUT
3	$\overline{WR}$ WRITE	9	D_1 DATA INPUT
4	A_1 DIGIT SELECT	10	D_2 DATA INPUT
5	A_0 DIGIT SELECT	11	D_3 DATA INPUT
6	V_{DD}	12	D_6 DATA INPUT

Figuur 3/3.16-40: De afmetingen en aansluitgegevens van de HPDL-1414.

Het intern blokschema van de schakeling is getekend in figuur 3/3.16-41. De in totaal 64 LED-segmenten worden uiteraard dynamische aangestuurd. Vandaar dat de schakeling een interne oscillator bevat, die de noodzakelijke timing voor het dynamisch aansturen van alle segmenten levert. De teller levert de selectiesignalen voor de interne elektronische schakelaars, die zowel het digit selecteren als er voor zorgen dat de data-gegevens naar de juiste plaats in het geheugen worden gestuurd. Het aansturen van de schakeling gaat als volgt:

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-41: Het intern blokschema van de HPDL-1414.

- Stap 1:
  Zet de ASCII-code voor het meest rechtse digit op de zeven data-ingangen. Let er op dat alleen de zeven-bit ASCII-code geldig is en dan nog alleen de codes voor de kapitale letters, de cijfers en de voornaamste leestekens!
- Stap 2:
  Zet op de ingangen A de code van het meest rechtse digit "L-L".
- Stap 3:
  Maak de $\overline{WR}$-ingang "L".

Nadien wordt de procedure herhaald voor de drie overige digits, waarbij de adrescode als volgt is:
- meest rechtse digit:
  A_1 = "L", A_2 = "L"
- tweede digit:
  A_1 = "L", A_2 = "H"
- derde digit:
  A_1 = "H", A_2 = "L"
- meest linkse digit:
  A_1 = "H", A_2 = "H"

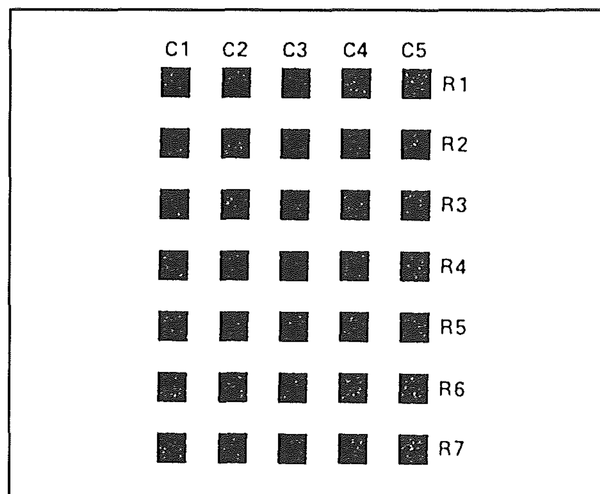
5 x 7 dot alfa-numerieke indicatoren

Echt alfanumeriek!
De zestien-segment indicatoren kunnen al heel wat, maar uiteraard bestaat de volledige ASCII karakterset uit meer dan alleen de kapitale letters, cijfers en wat leestekens. Wil men meer, bijvoorbeeld ook onder-cast letters, dan moet men op dezelfde manier werken als waarmee een oude matrix-printer karakters op het papier schrijft. Er wordt gebruik gemaakt van een puntmatrix, die bestaat uit vijf kolommen van ieder zeven rijen. Met de in totaal 35 puntjes kan men op een heel bevredigende manier alle letters, cijfers en een heleboel leestekens en symbolen vorm geven. Alfanumerieke indicatoren die volgens dit principe werken, bevatten dus 35 LED's, die individueel aan te sturen zijn. Die 35 LED's zitten in een 5 bij 7

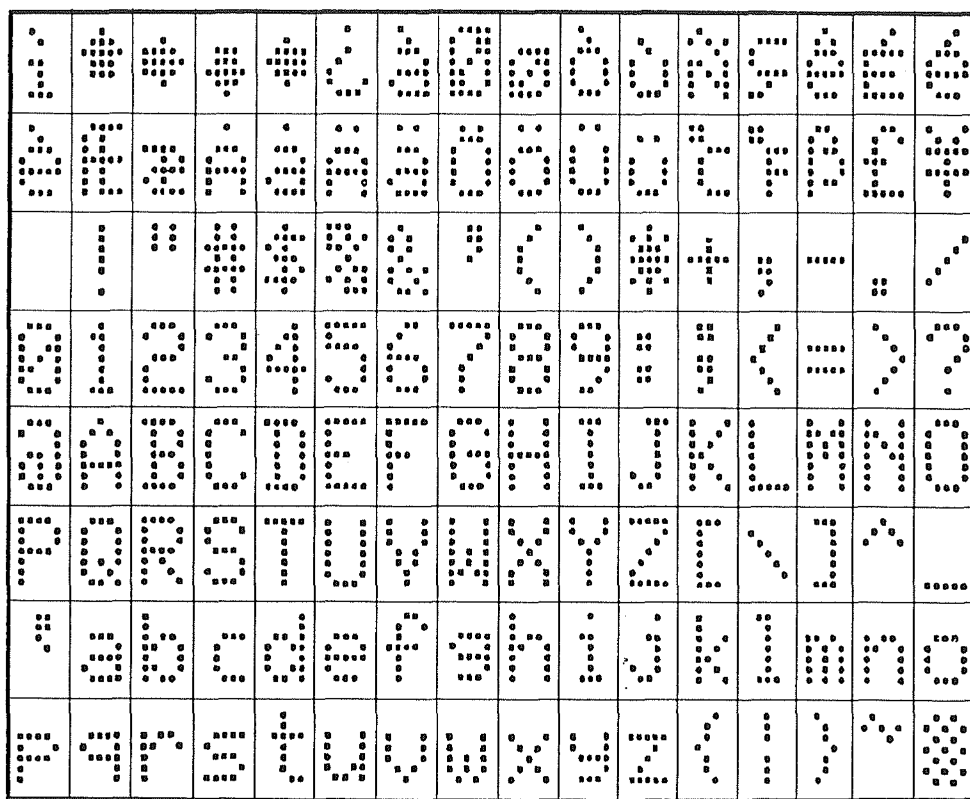
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

matrix, waarbij de benoeming van de kolommen en rijen internationaal gestandaardiseerd is volgens figuur 3/3.16-42. Met dergelijke indicatoren zijn 128 karakters weer te geven, de tabel van figuur 3/3.16-43 geeft een overzichtje van alle te vormen cijfers, letters en symbolen.

Samenstelling
Het zal duidelijk zijn dat, om het aantal aansluitingen te beperken, de 35 LED's zijn opgenomen in een matrix. Dat betekent, zie figuur 3/3.16-44, dat iedere LED is aangesloten op één vertikale en één horizontale lijn. Op deze manier blijft het aantal aansluitingen beperkt tot 12. Nadeel is wel, dat het besturen van een dergelijk display natuurlijk niet zo eenvoudig is.

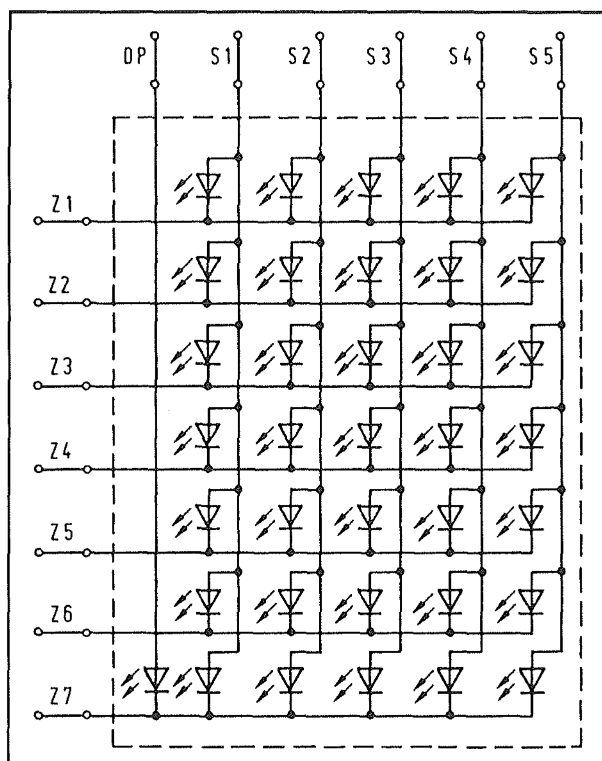


Figuur 3/3.16-42: De internationale afspraak over de benoeming van de rijen en kolommen.

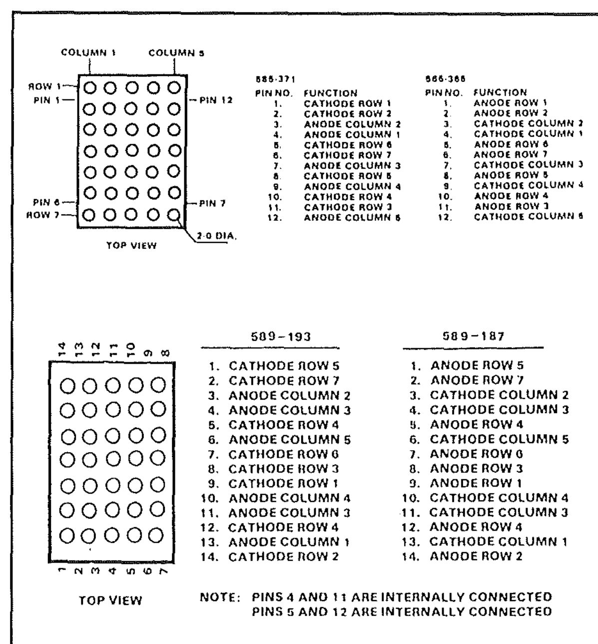


Figuur 3/3.16-43: Een overzicht van de manier waarop 128 karakters worden voorgesteld op een 5 x 7 dot alfanumerieke indicator.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-44: De 35 LED's zijn opgenomen in een matrix van vijf vertikale en zeven horizontale lijnen.



Figuur 3/3.16-45: Twee vaak voorkomende uitvoeringen van 5 x 7 dot indicatoren: boven met 12 aansluitpennetjes, onder met 14 aansluitpennetjes.

In principe kan men dus een 5 x 7 dot indicator onderbrengen in een behuizing met 12 pennen. Vaak gebeurt dat dan ook, zie figuur 3/3.16-45, maar soms worden ook 14-pens behuizingen toegepast, waarbij een kolom en een rij naar twee pennen worden uitgevoerd.

Het aansturen van de matrixen

Voor het aansturen van 5 x 7 dot display's wordt steeds gebruik gemaakt van een dynamische techniek. Dat moet ook wel, aangezien de LED's in een matrix zijn opgenomen. Het algemene principe is voorgesteld in figuur 3/3.16-46. Als men meer dan een indicator nodig heeft (hetgeen bij de meeste toepassingen het geval zal zijn), dan worden bijvoorbeeld alle horizontale lijnen van alle display's rechtstreeks met elkaar verbonden.

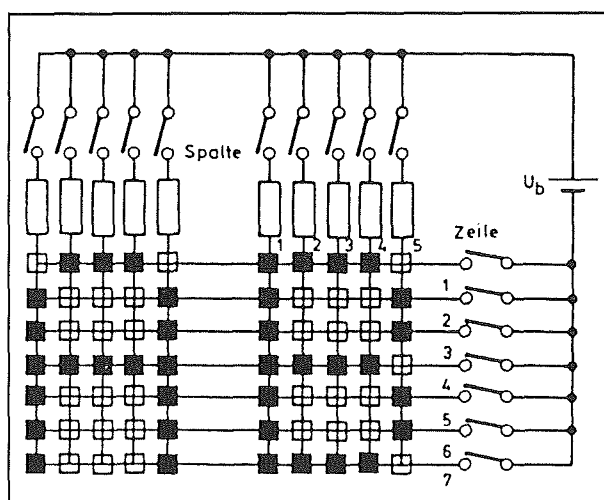
Deze lijnen gaan naar zeven elektronische schakelaars, die met de massa verbonden zijn. In alle vertikale lijnen van alle indicatoren worden elektronische schakelaars opgenomen, die de vertikale lijnen via serieweerstanden verbinden met de positieve voedingsspanning. Door het sluiten van één horizontale en één vertikale schakelaar kan men één bepaalde LED aan het branden brengen.

Een schakeling met discrete elektronica

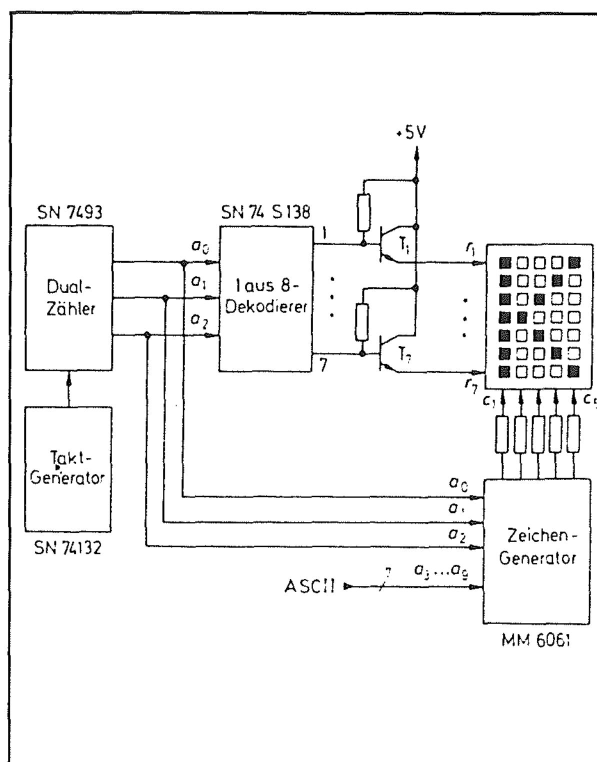
Hoewel men in de praktijk niet erg veel behoefte zal hebben om dergelijke ingewikkelde schakelingen moeizaam zélf in elkaar te frutselen, kan het natuurlijk wel. Ter illustratie geeft figuur 3/3.16-47 een voorbeeldje van een schakeling, waarmee men één 5 x 7 dot display kan aansturen. Natuurlijk moet er een karaktergenerator worden ingeschakeld, die de ASCII-

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

informatie op de zeven data-lijnen omzet naar de juiste besturingssignalen voor de 35 LED's. Dergelijke generatoren bestaan, in het voorbeeld wordt de MM6061 toegepast. Deze ontvangt enerzijds de ASCII-informatie en anderzijds informatie van een teller over welke van de zeven horizontale lijnen van de LED-matrix op een bepaald moment wordt open gestuurd. De MM6061 zet op dat moment op zijn vijf uitgangen de informatie voor het al dan niet aansturen van de vijf LED's die op deze lijn staan geschakeld. Natuurlijk is er weer een clock-generator noodzakelijk waarvoor in het getekende voorbeeld de 74132 wordt toegepast. De clock-generator stuurt een teller van het type 7493. Op de drie uitgangen van deze schakeling A_0, A_1 en A_2 staat informatie over welke horizontale lijn geactiveerd kan worden. Via een een-naar-acht decoder van het type 74S138 wordt uit deze binaire informatie een van zeven lijnen geactiveerd. Via buffertransistoren worden de lijnen van het display met de voedingsspanning verbonden.



Figuur 3/3.16-46: Het dynamisch aansturen van twee 5 x 7 dot indicatoren door middel van elektronische schakelaars.

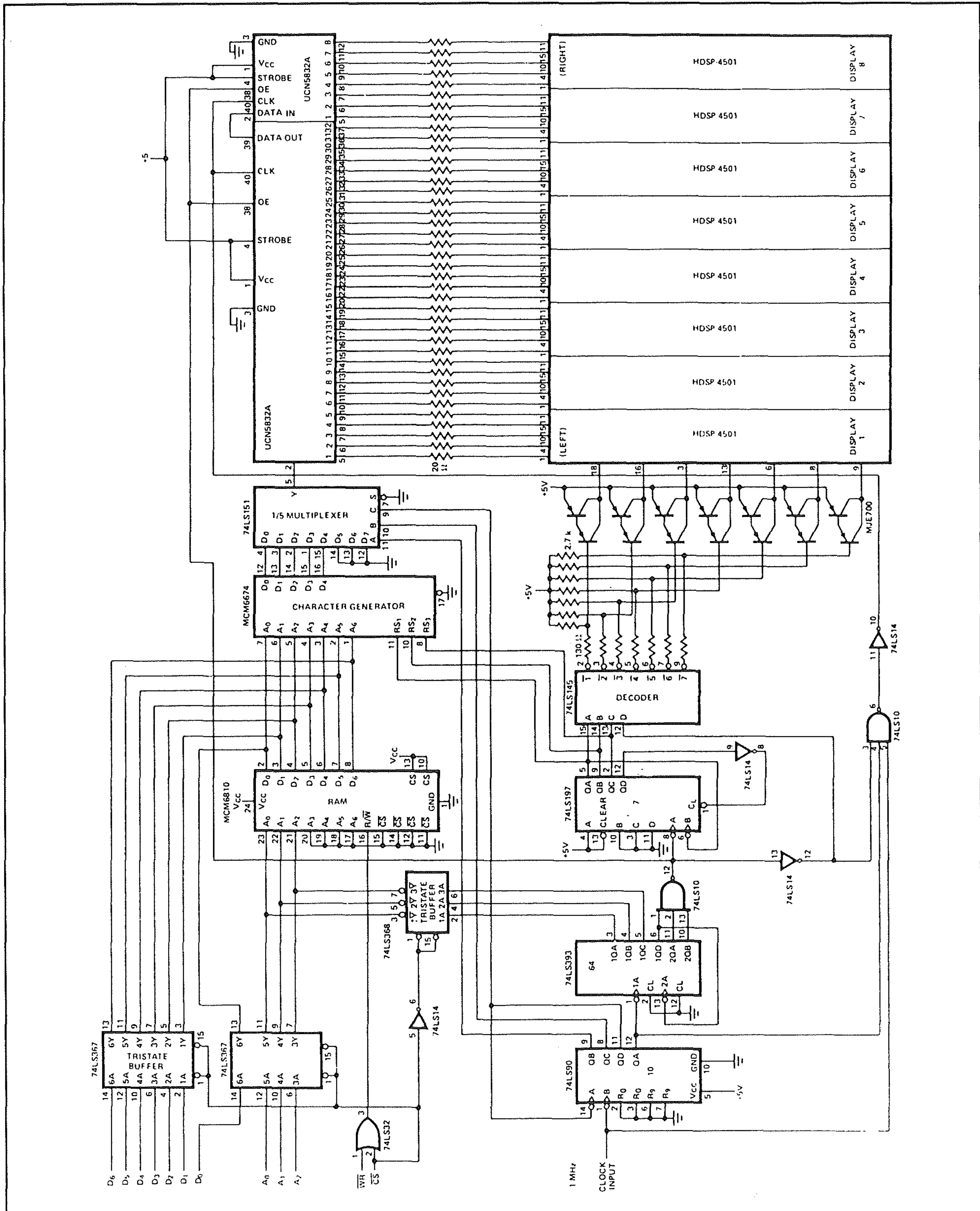


Figuur 3/3.16-47: Het blokschema van een discreet opgebouwde aansturing voor één 5 x 7 dot alfanumeriek display.

Het loopt uit de hand!

Voor het aansturen van één 5 x 7 dot display heeft men dus al heel wat elektronica nodig. Het zal duidelijk zijn dat de zaken volledig uit de hand lopen als men meer dan een display moet aansturen. Ter illustratie is in figuur 3/3.16-48 het voorwaar zeer eenvoudig schemaatje getekend, dat in elkaar gesoldeerd moet worden voor het aansturen van een lichtkrant die uit acht dot-display's bestaat. Na enige bestudering zal men vaststellen dat deze schakeling in principe niet anders werkt dan deze van figuur 3/3.16-47. Maar het zal wel duidelijk zijn dat er grote behoefte bestaat aan dot-display's met ingebouwde elektronica!

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-48: Het ingewikkelde schema dat noodzakelijk is voor het aansturen van acht dot-display's.

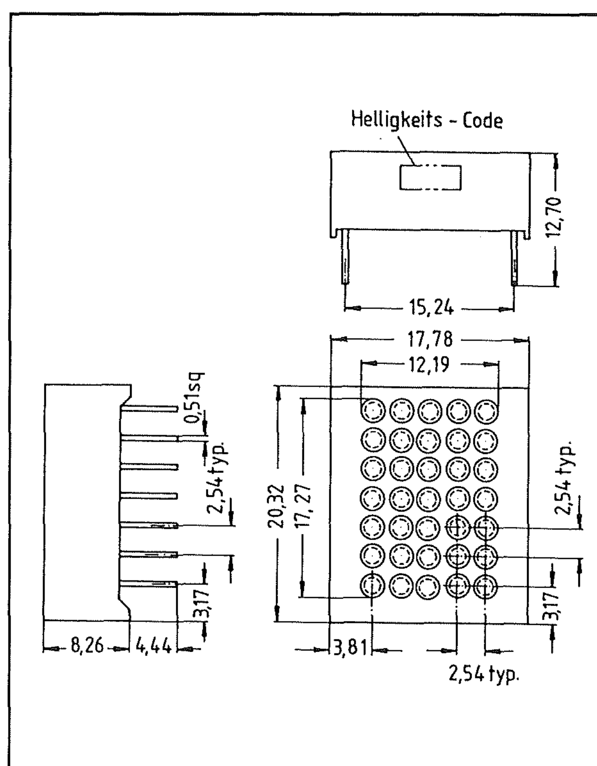
Een voorbeeld:
de DLO7135 van Siemens

5 x 7 dot-display's met ingebouwde elektronica (zogenoemde "smart display's") zijn te kust en te keur in de aanbieding. Als voorbeeld wordt de DLO7135 van Siemens in het kort behandeld.

Deze indicator heeft een karakterhoogte van 17,27 mm en de individuele dot's staan 1/10 inch (2,54 mm) uit elkaar. Het display is uitgerust met orangekleurige LED's, maar onder typenummer DLG7137 is een groen equivalent aanwezig. De elektronica wordt gevoed uit een spanning van +5 V, waaruit een maximale stroom van 160 mA wordt getrokken. Alle ingangen zijn TTL-compatibel. Het onderdeel is ondergebracht in een 14-pens DIL-behuizing.

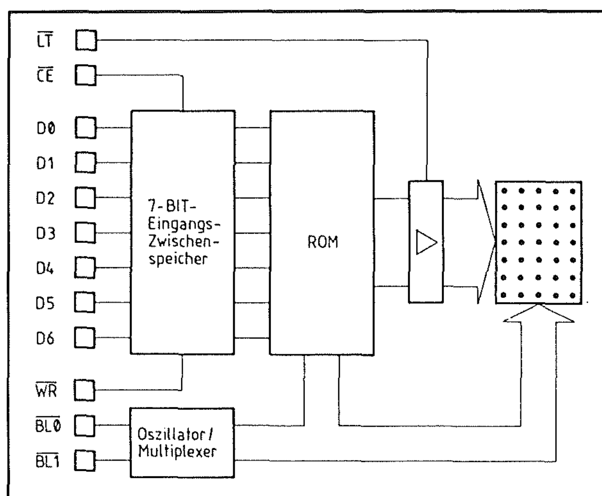
Het intern blokschema is getekend in figuur 3/3.16-50. De functie van de 14 aansluitpennen:

- Pen 1:
  Voedingsspanning van +5 V.
- Pen 2:
  $\overline{LT}$, ingang voor het testen van alle LED's. Als deze ingang "L" wordt gestuurd, zullen alle 35 LED's met halve intensiteit gaan branden.
- Pen 3:
  Met deze $\overline{CE}$-ingang kan men het onderdeel activeren. Als deze ingang "H" wordt gemaakt, is het display uitgeschakeld.
- Pen 4:
  Via deze $\overline{WR}$-ingang kan men de gegevens naar het intern geheugen schrijven. Dat gebeurt op het moment dat deze pen van "H" naar "L" gaat.
- Pennen 5 en 6:
  Met deze twee pennen kan men de intensiteit van de uitlezing instellen. Zet men beide ingangen op "L", dan branden de LED's niet. Door de binaire codes verder te doorlopen zullen de LED's gaan branden op respectievelijk 1/4, 1/2 en 1/1 van de maximale helderheid.
- Pen 7:
  Dit is de massa-aansluiting.
- Pen 8:
  D0 (LSB) van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 9:
  D1 van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 10:
  D2 van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 11:
  D3 van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 12:
  D4 van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 13:
  D5 van de zeven bit ASCII-code.
- Pen 14:
  D6 (MSB) van de zeven bit ASCII-code.



Figuur 3/3.16-49: Afmetingen van de behuizing van de DLO7135.

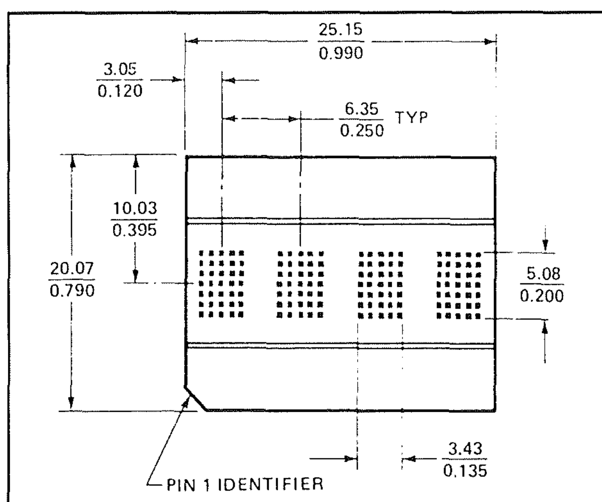
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-50: Het intern blokschema van de DLO7135 van Siemens.

Pin No.	Function	Pin No.	Function
1	$\overline{CE}_1$ Chip Enable	10	GND
2	$\overline{CE}_2$ Chip Enable	11	D_0 Data Input
3	$\overline{CLR}$ Clear	12	D_1 Data Input
4	CUE Cursor Enable	13	D_2 Data Input
5	$\overline{CU}$ Cursor Select	14	D_3 Data Input
6	$\overline{WR}$ Write	15	D_6 Data Input
7	A_1 Address Input	16	D_5 Data Input
8	A_0 Address Input	17	D_4 Data Input
9	V_{DD}	18	$\overline{BL}$ Display Blank

Figuur 3/3.16-52: De aansluitgegevens van de HDLx-2416 serie van Hewlett-Packard.



Figuur 3/3.16-51: De afmetingen van de HDLx-2416 serie van Hewlett-Packard.

Meervoudige smart display's

Uiteraard heeft men aan één smart display niet erg veel. Bij de meeste toepassingen zal men minstens vier 5 x 7 dot indicatoren nodig hebben. Natuurlijk zijn dergelijke meervoudige indicatoren leverbaar en wie wil, kan zelfs complete lichtkranten met 32 dot-display's aanschaffen.

Als voorbeeld van deze meervoudige smart display's wordt de HDLx-2416 serie van Hewlett-Packard besproken. Deze serie bestaat uit vijf typen, die alleen verschillen in hun kleur. De kleur wordt bepaald dor de x in de code:
- R: standaard rood;
- O: rood met opgevoerde intensiteit;
- A: oranje;
- Y: geel;
- G: groen.

Deze uitlezing, voorgesteld in figuur 3/3.16-51, heeft een karakterhoogte van 5,08 mm, heeft een voedingsspanning van +5 V, een maximale voedingsstroom van 160 mA, is ondergebracht in een DIL-18 behuizing en is volledig TTL-compatibel. De aansluitgegevens zijn samengevat in de tabel van figuur 3/3.16-52.

Aan de hand van het intern blokschema van figuur 3/3.16-53 kan men de functie en werking van alle aansluitpennen doorgronden.

De functie van de 18 aansluitpennen wordt niet afzonderlijk besproken, maar functioneel:
- CHIP ENABLE, $\overline{CE1}$ en $\overline{CE2}$:
  Deze beide pennen moeten "L" zijn om de uitlezing te activeren.
- CLEAR, $\overline{CLR}$:

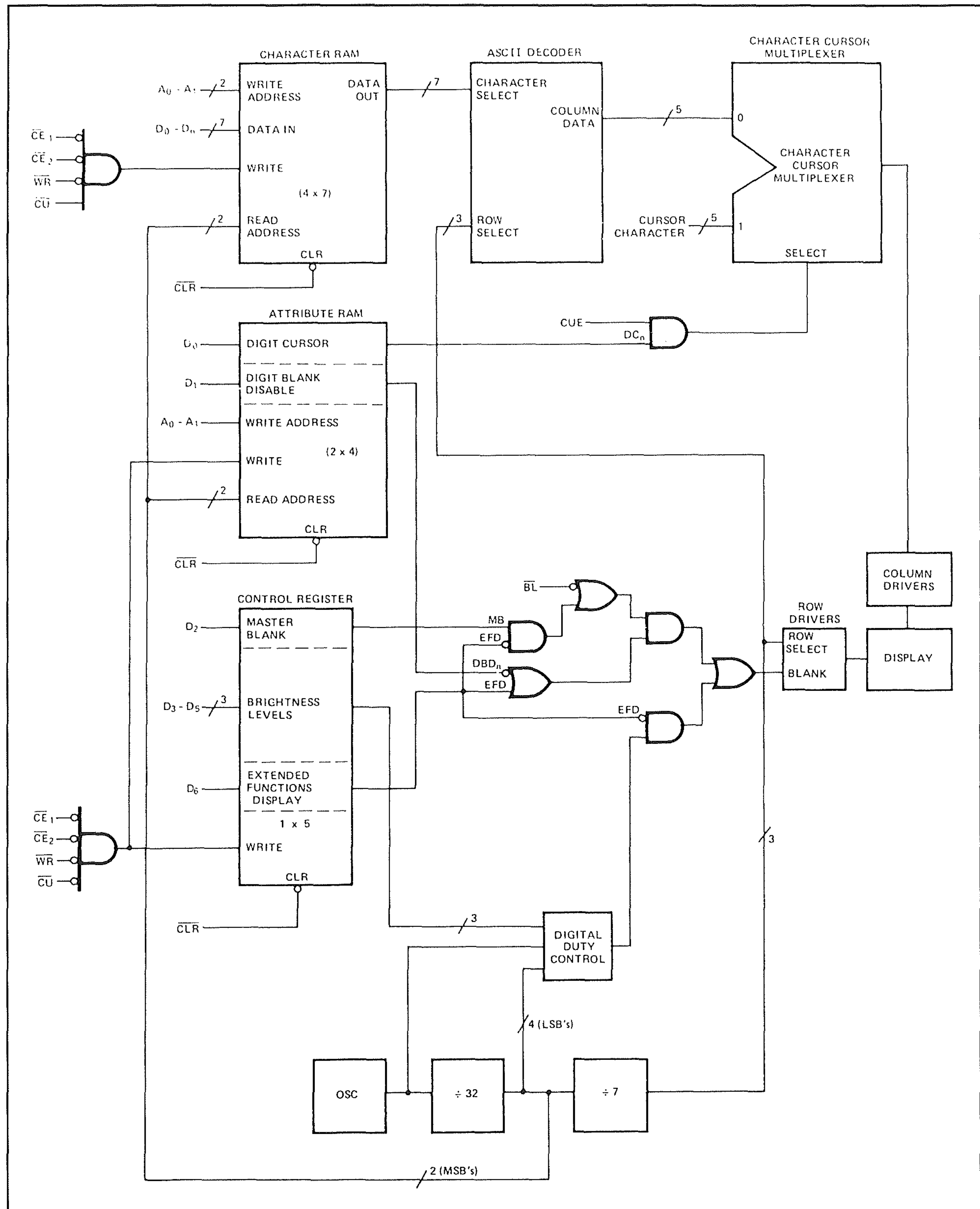
3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

Als deze ingang "L" wordt gemaakt wordt het ASCII-geheugen gereset naar de 20_{HEX}-code (spatie) en het attributen-geheugen wordt gereset. De uitlezing wordt dus gedoofd.

- CURSOR ENABLE, CUE:
  Deze smart display's hebben de mogelijkheid een cursor in de uitlezing in te voeren. Dit wil zeggen dat men een van de vier display's volledig uit kan sturen, alle 35 LED's gaan dan branden op halve intensiteit. Op deze manier kan men de gebruiker van een apparaat kenbaar maken op welk display een karakter ingevoerd moet worden, bijvoorbeeld door middel van een toetsenbordje. Deze ingang bepaalt of het geselecteerde display ofwel de ASCII-gegevens weergeeft ("L") ofwel de cursor ("H").
- CURSOR SELECT, $\overline{CU}$:
  Deze ingang bepaalt of de data-gegevens worden opgeslagen in het ASCII-geheugen ("H") of in het attribuut-geheugen ("L"). Via het attribuut-geheugen kan men een heleboel eigenschappen en functies van de schakeling programmeren.
- WRITE $\overline{WR}$:
  Deze ingang moet "L" gemaakt worden om de data-gegevens op de ingangspennen naar de interne geheugens te verplaatsen.
- ADRESS INPUTS, A_1 en A_2:
  Met de binaire code op deze twee ingangen kan een van de vier display's geselecteerd, worden. "L-L" komt overeen met het rechte display, "H-H" met het linkse.
- DATA INPUTS, D_0 tot en met D_6:
  Op deze zeven ingangen moet de ASCII-code voor het weer te geven karakter worden gezet.
- V_{DD}:
  Voedingsaansluiting, +5 V.
- GND:
  Massa-aansluiting.
- BLANKING INPUT, $\overline{BL}$:
  Met deze pen kan men de display's gemeenschappelijk uitschakelen. Door op deze pen een rechthoekvormige puls te zetten met een variabele AAN/UIT-tijd, kan men de intensiteit van de uitlezing traploos instellen.

De interne elektronica is uitgerust met een CONTROL REGISTER.
Dank zij dit register heeft deze serie van intelligente 5 x 7 dot alfanumerieke display's nog veel meer mogelijkheden. Het valt buiten het kader van dit hoofdstuk om al deze mogelijkheden te beschrijven. Toch kan men, na bestudering van de volledige waarheidstabel van deze schakelingen (figuur 3/3.16-54), al deze mogelijkheden achterhalen.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's



Figuur 3/3.16-53: Het intern blokschema van de HDLx-2416 serie van Hewlett-Packard.

3.16 (Alfa)-numerieke indicatoren met LED's

CUE	$\overline{BL}$	$\overline{CLR}$	$\overline{CE}_1$	$\overline{CE}_2$	$\overline{WR}$	$\overline{CU}$	A_1	A_0	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	Function
0	1	1														Display ASCII
1	1	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Display Stored Cursor
X	X	0														Reset RAMs
X	0	1														Blank Display but do not reset RAMS and Control Register
						0	0	0	Extended Functions Disable	Intensity Control			Master Blank	Digit Blank Disable 0	Digit Cursor 0	Write to Attribute RAM and Control Register
						0	0	1	0 = Enable D_1-D_5	000 = 100% 001 = 60% 010 = 40% 011 = 27%			0 = Display ON	Digit Blank Disable 1	Digit Cursor 1	DBD_n = 0, Allows Digit n to be blanked
X	X	1	0	0	0	0	1	0	1 = Disable D_1-D_5	100 = 17% 101 = 10% 110 = 7% 111 = 3%			1 = Display Blanked	Digit Blank Disable 2	Digit Cursor 2	DBD_n = 1 Prevents Digit n from being blanked. DC_n = 0 Removes cursor from Digit n
						0	1	1	D_0 Always Enabled					Digiit Blank Disable 3	Digit Cursor 3	DC_n = 1 Stores cursor at Digit n
						1	0	0	Digit 0 ASCII Data (Right Most Character)							
X	X	1	0	0	0	1	0	1	Digit 1 ASCII Data							Write to Character RAM
						1	1	0	Digit 2 ASCII Data							
						1	1	1	Digit 3 ASCII Data (Left Most Character)							
			1	X	X											
X	X	1	X	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	No Change
			X	X	1											

0 = Logic 0; 1 = Logic 1; X = Do Not Care

Figuur 3/3.16-54: De volledige waarheidstabel van de besturing en aansturing van de intelligente display's van de serie HDLx-2416 van Hewlett-Packard.

3/3.17

Liquid Crystal Display's (LCD's)

Inleiding

Alternatief voor LED's
De laatste tien jaar hebben liquid crystal display's duidelijk aan terrein gewonnen ten opzichte van de LED's. Het ligt zelfs in de lijn der verwachtingen dat deze indicatoren binnen afzienbare tijd de LED's volledig verdreven zullen hebben.
Liquid crystal display's hebben namelijk nogal wat voordelen ten opzichte van LED's.

- Gemiddeld kan men stellen dat het stroomverbruik van een LCD-uitlezing een factor 1.000 kleiner is dan deze van een identieke LED-indicator. Met liquid crystal display's kan men in het μA-gebied werken, waardoor zelfs zeer grote en complexe indicatorpanelen zonder problemen langdurig uit batterijen gevoed kunnen worden.
- Hoe meer omgevingslicht er op een liquid crystal display valt, hoe groter het kontrast en dus de leesbaarheid. Dat staat in schrille tegenstelling tot het gedrag van LED's onder deze omstandigheden.
- Omdat liquid crystal display's passieve indicatoren zijn (zij stralen zélf geen licht uit) is de leesbaarheid natuurlijk nul tot minimaal als het omgevingslicht zwak is. Dit probleem is echter gemakkelijk op te lossen door de display's te voorzien van een achtergrond- of voorgrondbelichting.
- Het is tegenwoordig zonder problemen mogelijk liquid crystal display's in verschillende kleuren uit te voeren. Daardoor kunnen zeer overzichtelijke en duidelijke indicatorpanelen opgebouwd worden.
- Liquid crystal display's kunnen in iedere gewenste vorm gemaakt worden, zodat niet alleen eenvoudige alfanumerieke uitlezingen mogelijk zijn, maar ook ingewikkelde pictogrammen en symbolen onder de vorm van een liquid crystal display gemaakt kunnen worden.
- Liquid crystal display's hebben een zeer kleine derde dimensie. De lengte en de hoogte worden uiteraard bepaald door de grootte van de symbolen. De diepte echter bedraagt slechts enige millimeter. In feite wordt de diepte alleen bepaald door de mechanische stevigheidseisen die aan het onderdeel worden gesteld.
- De aanvankelijke problemen met levensduur en temperatuurbereik zijn inmiddels volledig opgelost, zodat liquid crystal display's tegenwoordig net zo betrouwbaar werken als LED's.
- Misschien nog wel het grootste voordeel van liquid crystal display's is dat het tegenwoordig ook mogelijk is er volledige beeldschermen mee samen te stel-

len, zodat de oude droom van platte TV- en monitorbeeldschermen zeer binnenkort realiseerbaar is. Voor computer-monitoren is dit op dit moment al geen probleem meer, de tijd dat volwaardige liquid crystal display kleurenbeeldschermen voor TV's op de markt komen ligt in het verschiet.

- Door het feit dat liquid crystal display's onder de vorm van vlakke panelen vervaardigd worden is het technologisch vrij eenvoudig deze te combineren met zogenaamde "touch sensitive" panelen. Dat zijn kunststof panelen die bestaan uit een sandwich-constructie van twee zeer dunne buigzame plaatjes. Deze zijn aan de binnenzijde voorzien van een X-Y dradenpatroon. Drukt men op een bepaalde plaats op het paneel dan zullen de twee plaatjes tegen elkaar gedrukt worden en wordt een X-draad met een Y-draad verbonden. Omdat deze constructie veel gelijkenis vertoont met deze van een liquid crystal display is men in staat beiden in één paneel te verenigen.

Nadelen

Uiteraard hebben liquid crystal display's ook enige nadelen.

- Het grootste probleem van een liquid crystal display is wel de tamelijk trage responstijd op het elektronisch in- en uitschakelen van het display. Wie echter de allereerste met liquid crystal display's uitgeruste polshorloges vergelijkt met een modern ontwerp zal vaststellen dat er op dat gebied al heel wat vorderingen zijn gemaakt! Uiteraard zullen liquid crystal display's waarschijnlijk nooit zo snel worden als LED's, omdat dat fysisch onmogelijk lijkt.
  Het is echter te verwachten dat ook op dat gebied er nog heel wat verbeteringen te verwachten zijn.
- Het tweede nadeel van liquid crystal display's is dat de huidige vormen tamelijk breekbaar zijn. Liquid crystal display's bestaan immers uit een zeer platte sandwich-constructie van glazen of kunststof plaatjes.
- Hoewel het temperatuurbereik van liquid crystal display's al flink is opgevoerd zal het, begrensd door de fysische eigenschappen van vloeibare kristallen, waarschijnlijk nooit mogelijk zijn liquid crystal display's in te zetten in omstandigheden waar zeer extreme temperaturen heersen. Onder een bepaalde temperatuur bevriest het vloeibaar kristal en werkt het liquid crystal display niet meer. Boven een bepaalde temperatuur gaat het vloeibare kristal over in vloeistof met hetzelfde praktische gevolg.
- Een praktisch probleem van liquid crystal display's is dat de waarnemingshoek vrij klein is. Kijkt men onder een rechte hoek naar een liquid crystal display, dan zullen de donkere cijfers zeer kontrastrijk waarneembaar zijn tegen de lichte achtergrond. Hoe schuiner men echter kijkt, hoe minder kontrastrijk de uitlezing wordt. Bij een bepaalde hoek ziet men zelfs de donkere cijfers niet meer en lijkt het gehele display licht.

Fysische achtergronden

Inleiding

LCD is de afkorting van "Liquid Crystal Display", letterlijk vertaald "uitlezing met behulp van vloeibare kristallen".
De term "vloeibaar kristal" staat op een bepaalde uitzonderlijke fysische toestand

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

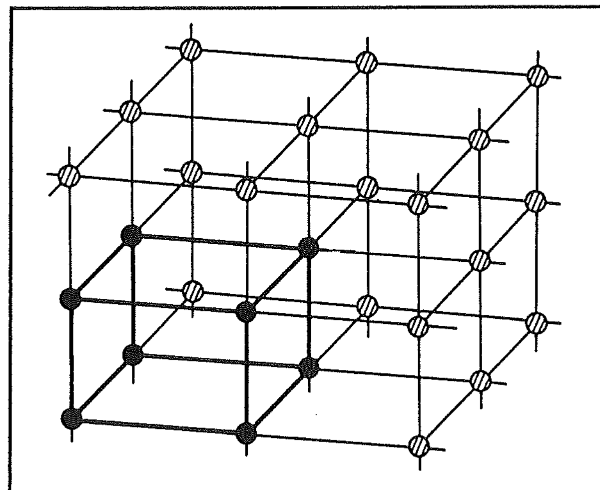
van sommige stoffen. Wil men de fundamentele werking van een liquid crystal display begrijpen, dan is het noodzakelijk eerst wat fysische achtergronden over het gedrag der materie te verduidelijken.

De drie aggregatie-toestanden van de stof

De meeste chemische stoffen kennen drie zogenaamde aggregatie-toestanden: vast, vloeibaar en gasvormig. De overgang van de ene naar de andere toestand is afhankelijk van de druk en de temperatuur. Dat verschijnsel is in de dagelijke praktijk het best bekend aan de hand van de meest verbreide chemische stof op aarde: H_2O, gewoon water. Onder de 0 °C is water vast en men noemt het dan ijs. Bij 0 °C gaat ijs smelten en neemt water zijn meest verbreide vorm aan, namelijk vloeibaar. Bij 100 °C gaat water koken en gaat over naar zijn gasvormige toestand, waterdamp.

Zowel smelt- als kookpunt zijn (bij gedefinieerde druk) duidelijk bepaald en deze twee gegevens vormen twee van de fundamenteelste eigenschappen van iedere stof.

In de vaste fase vormen de meeste stoffen kristallen. Dat betekent dat de moleculen waaruit de stof bestaat zich volgens strikt driedimensionale patronen ordenen in de stof. De enkelvoudige kristallen haken in elkaar en vormen zodoende zich in de ruimte periodisch herhalende kristalpatronen. Aan dit kristalpatroon danken vaste stoffen hun mechanische eigenschappen zoals hardheid of buigzaamheid, starheid of vervormbaarheid.
In figuur 3/3.17-1 is als voorbeeld een zeer eenvoudig kristalpatroon van een vaste stof getekend, waarbij het basiskristal bestaat uit acht moleculen.



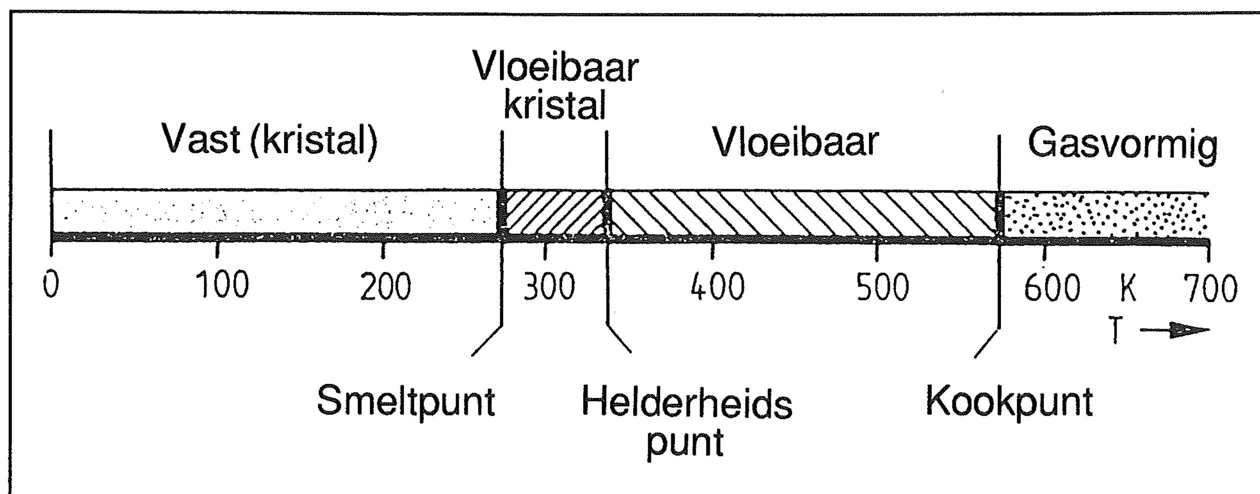
Figuur 3/3.17-1: Een eenvoudig kristalpatroon van een vaste stof.

Bij het smelten van een vaste stof zullen de moleculen door de thermische energie uit hun kristalpatroon gestoten worden. De moleculen bewegen zich vrij door de stof, een beweging die de Brownse beweging wordt genoemd. Ondanks het feit dat de moleculen steeds tegen elkaar botsen is de thermische energie te laag om moleculen uit de stof te stoten. Hoewel de vloeistof zeer beweeglijk is vormt zij toch nog een compacte massa.
Het is maar eerst bij het kookpunt dat de Brownse beweging zo groot wordt dat moleculen door botsingen tegen soortgenoten uit de stof geslingerd worden. De vloeistof verdampt, de moleculen verlaten de compacte massa van de kokende vloeistof en bewegen zich vrij door de ruimte die de kokende vloeistof omgeeft.

De vierde aggregatie-toestand

Men heeft ontdekt dat er bepaalde organische verbindingen bestaan die een soort van vierde aggregatie-toestand kennen. Zoals uit figuur 3/3.17-2 blijkt bevindt deze zich tussen de vaste en de vloeibare fase en beslaat een gebied van maar enige tientallen graden.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-2: De vierde aggregatie-toestand, deze van het vloeibare kristal, geldt slechts over een zeer beperkt temperatuurbereik.

Deze toestand wordt "het vloeibare kristal" genoemd.
In deze toestand zullen de moleculen hun kristalstructuren verlaten, maar zich nog niet ongestoord vrij door de stof bewegen.
Afhankelijk van het soort stof zullen de moleculen tweedimensionale structuren aannemen met een specifieke vorm.
Met onderscheidt drie verschillende molecuulstructuren bij stoffen die deze vloeibare kristal fase kennen:
- stoffen met smectische fase;
- stoffen met nematische fase;
- stoffen met cholesterische fase.

Stoffen met smectische fase
Bij deze stoffen zullen de moleculen zich in de vloeibare kristal fase groeperen in lagen, waarbij de lengte-assen van de moleculen allemaal evenwijdig staan.
Een typisch voorbeeld van zo'n smectische structuur is getekend in figuur 3/3.17-3.

Stoffen met nematische fase
Bij de nematische fase groeperen de moleculen zich in de lengterichting van de stof.
Een schematische voorstelling van deze structuur is getekend in figuur 3/3.17-4.

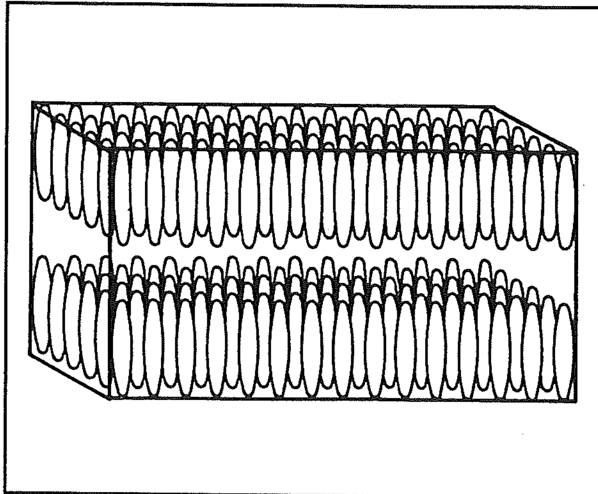
Stoffen met cholesterische fase
Bij deze vloeibare kristallen zullen de moleculen zich laagsgewijs net zo gedragen als nematische of smectische vloeibare kristallen.
Als men echter meerdere molecuullagen bekijkt, dan stelt men vast dat de lengteassen van de moleculen in de verschillende lagen een bepaalde kleine hoek ten opzichte van elkaar vertonen.
Er ontstaat in de derde dimensie van de materie een soort schroefvormige beweging in de lengterichting van de opeenvolgende molecuullagen.

Een en ander is toegelicht in figuur 3/3.17-5.

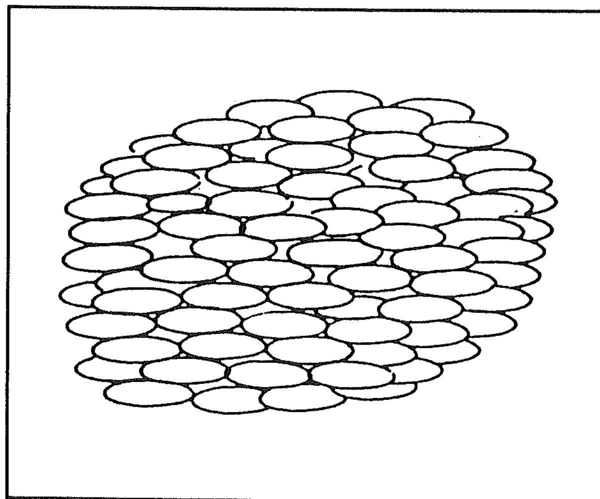
In de figuur is een draaiing van 90° voorgesteld.

Bij de meeste materialen is deze draaiing echter veel groter, gemiddeld kan men spreken van vijf hele draaiingen per 10 μm stof.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-3: De structuur van de kristallen bij een smectisch vloeibaar kristal.



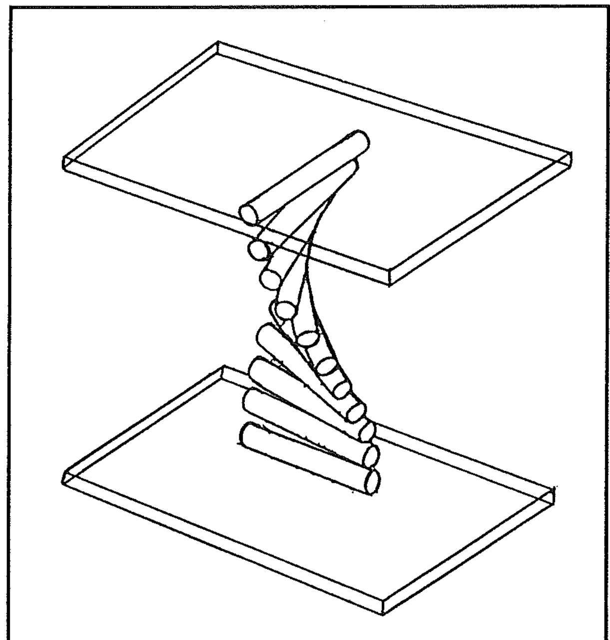
Figuur 3/3.17-4: De molecuulstructuur bij stoffen die een nematische fase kennen.

Eigenschappen van de vloeibare kristal fase

Zoals uit de drie vorige figuren blijkt is een belangrijke eis dat de moleculen langwerpig zijn.
Alleen dan zullen de fasen van de vloeibare kristal toestand ontstaan.
De getekende richting van de moleculen is een gemiddelde. Omdat de Brownse bewegingen al actief zijn in de stof en de molecuulbinding erg zwak is zullen de moleculen trillen rond de getekende gemiddelde posities.

Vanwege deze zwakke molecuulbinding is het mogelijk de onderlinge uitlijning van de moleculen door middel van externe invloeden te verstoren.

In het kader van liquid crystal display's zijn er twee externe invloeden van belang:
- wisselwerking met geëtste glasplaatjes;
- beïnvloeding door elektrische spanningen.



Figuur 3/3.17-5: Een doorsnede door een stuk vloeibaar kristal met cholesterische eigenschappen.

Wisselwerking met geëtste glasplaatjes

Men kan de uitlijning van de moleculen beïnvloeden door een zeer dunne laag van de stof op te sluiten tussen twee glazen plaatjes, waarvan het oppervlak op een

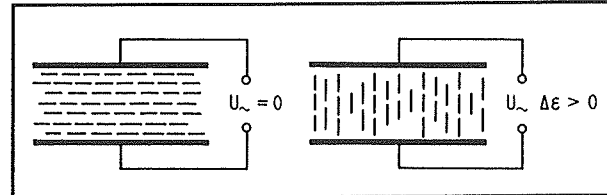
bepaalde manier is behandeld.
Etst men bijvoorbeeld op deze plaatjes een submicroscopisch patroon van evenwijdige lijntjes, dan zullen de moleculen van een vloeibaarkristallijne stof met nematische eigenschappen zich tegen de glazen plaatjes in dezelfde richting gaan uitlijnen als de geëtste lijntjes.
Door de elasticiteit tussen de moleculen onderling zullen alle moleculen van de stof zich in deze richting uitlijnen. De Brownse beweging van de moleculen wordt daardoor onderdrukt, er ontstaat een dunne laag met homogeen uitgelijnde moleculen.

Op dezelfde manier kan men ervoor zorgen dat de moleculen van een een dunne laag cholesterische stof zich over precies 90° draaien. Daarvoor is het voldoende de twee glazen plaatjes te etsen met lijnpatronen die onder een hoek van 90° staan. Door de elasticiteit tussen de moleculen onderling zal er in de laag een homogene draaiing ontstaan tussen 0 en 90°.

Beïnvloeding door elektrische spanningen

Zet men over de in de vorige paragraaf geschetste sandwich-constructie een elektrische spanning, dan stelt men vast dat naarmate de spanning groter wordt de parallelle uitlijning van de moleculen van de vloeibaarkristallijne stof verstoord wordt. Hoe hoger de spanning, hoe groter de hoek die ontstaat tussen de glasplaatjes en de moleculen. Bij een bepaalde spanning zal de hoek zelfs gelijk worden aan 90°. Dit is voorgesteld in figuur 3/3.17-6.

De spanning moet echter een bepaalde drempel overschrijden alvorens er van enig effect op de moleculen sprake is.

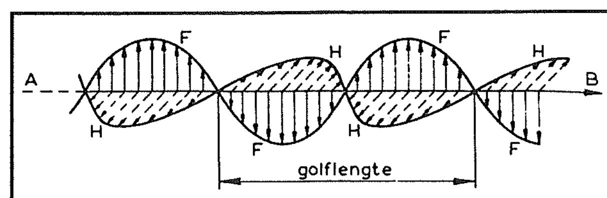


Figuur 3/3.17-6: De invloed van een externe elektrische spanning op de uitlijning van de moleculen van een vloeibaarkristallijne stof met nematische eigenschappen.

Dat is logisch, omdat de elektrische veldkrachten die op de moleculen worden uitgeoefend eerst de elasticiteitskracht tussen de moleculen onderling en tussen de moleculen en het lijnenpatroon in de glasplaatjes moet overwinnen. Zoals later zal blijken als de aansturing van liquid crystal display's wordt behandeld is de aanwezigheid van deze drempel een belangrijk gegeven.

Licht en vloeibaarkristallijne stoffen

Er moet nu nog één belangrijk fysisch gegeven behandeld worden alvorens de werking van liquid crystal display's duidelijk kan worden en dat is de aard van het licht en de manier waarop licht zich door tussenstoffen voort plant.
Zoals bekend is licht een elektromagnetisch golfverschijnsel. Dat wil zeggen dat er afwisselend elektrische en magnetische velden worden opgebouwd. Deze velden hebben een bepaalde richting en staan loodrecht op elkaar. Dit is schematisch voorgesteld in figuur 3/3.17-7.



Figuur 3/3.17-7: Het licht, een elektromagnetisch golfverschijnsel.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

In de vrije ruimte zullen deze onderling loodrecht gerichte velden er voor zorgen dat de golf zich rechtlijning voortplant. Het is echter al lang bekend dat de voortplantingsrichting van een elektromagnetische golf kan beïnvloed worden door de materie waarin de golf zich beweegt. De bekendste toepassing daarvan in de breking veroorzaakt door lenzen als een lichtgolf van de lucht binnen dringt in het glas van de lens en nadien van het glas van de lens weer in de lucht.

Als een lichtgolf invalt in een stof met vloeibaarkristallijne eigenschappen, dan zal de golf zich alleen kunnen verplaatsen langs en tussen de lange sigaarvormige moleculen.
Zo zal een cholesterisch opgebouwde sandwich van twee glasplaten, die een draaiing in de moleculen heeft van 90° er voor zorgen dat het golffront van een er doorheen bewegende lichtstraal deze draaiing van de lengte-as van de moleculen volgt.
Met andere woorden: ook het golffront van de lichtgolf krijgt een fasedraaiing van 90°!

Als echter een lichtgolf door een vloeibaarkristallijne stof wil dringen waarin de lengte-assen van de sigaarvormige moleculen volledig verstrooid zijn in alle mogelijke richtingen, dan zal het licht volledig gedempt worden. De stof is dan niet langer transparant maar wordt ondoorschijnend.
Dat is de reden waarom men de overgang van de vloeistofkristallijne naar de vloeistof fase het helderheidspunt noemt (zie figuur 3/3.17-1).
Bij deze temperatuur zal de stof echt vloeibaar worden, de moleculen verliezen iedere onderlinge structuur en de lichtgolven worden door de willekeurig gerichte lengte-assen van de moleculen volledig in de stof verstrooid.

Liquid Crystal Display's

Verschillende soorten
Er bestaan twee praktische uitvoeringsvormen van liquid crystal display's:
- de nematische LCD's;
- de cholesterische of twisted nematische LCD's.

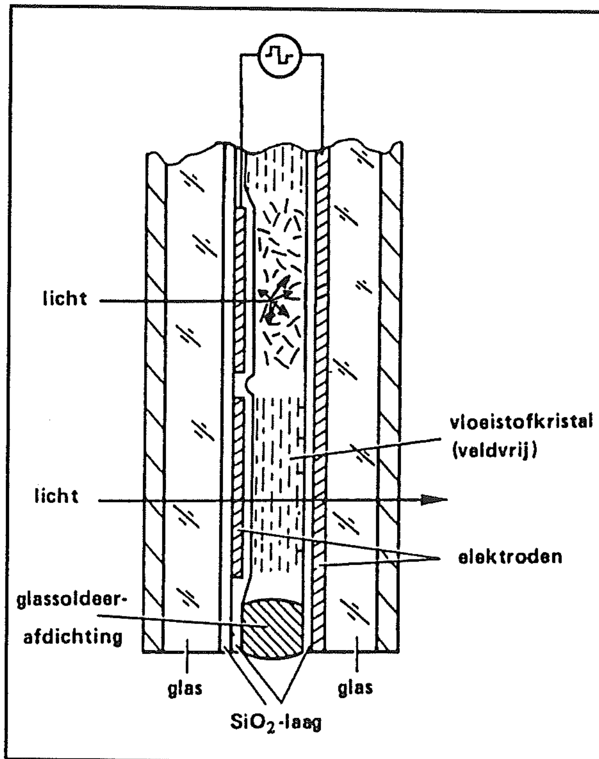
Het zal nu wel duidelijk zijn waar deze namen op slaan!

De nematische LCD
De nematische liquid crystal display maakt, hoe kan het anders, gebruik van een vloeibaarkristallijne stof die nematische eigenschappen heeft.
Deze stof wordt op de reeds beschreven manier aangebracht tussen twee voorbewerkte glazen plaatjes die op ongeveer 10 µm van elkaar staan.

Een doorsnedetekening van een dergelijk liquid crystal display is getekend in figuur 3/3.17-8.

De glazen plaatjes zijn aan de binnenkant voorzien van een laag uit siliciumoxide SiO_2. In deze laag wordt het lijnenpatroon geëtst dat zorgt voor het uitlijnen van de moleculen.
Bovendien zorgt deze laag ervoor dat er geen chemische reactie kan ontstaan tussen de verontreinigingen in het glas en de vloeibaarkristallijne stof. Op de laag SiO_2 worden de elektroden opgedampt. Deze bestaan uit een zeer dunne laag goud. Deze laag is zo dun dat zij volledig transparant is.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-8: Dwarsdoorsnede door een nematische LCD.

Op een van de glazen platen (achterzijde van het LCD) wordt de gemeenschappelijke elektrode geëtst, de zogenaamde back-plane. Zoals bij de behandeling van de aansturing van liquid crystal display's zal blijken beschikken de meeste display's over meer dan een back-plane. In dat geval worden er op de achterste glazen plaat verschillende elektroden geëtst die op een specifieke manier met elkaar verbonden worden tot drie of vier groepen.

Op de andere plaat wordt de vorm van de segmenten (alfanumerieke display's) of de vorm van de pictogrammen geëtst.

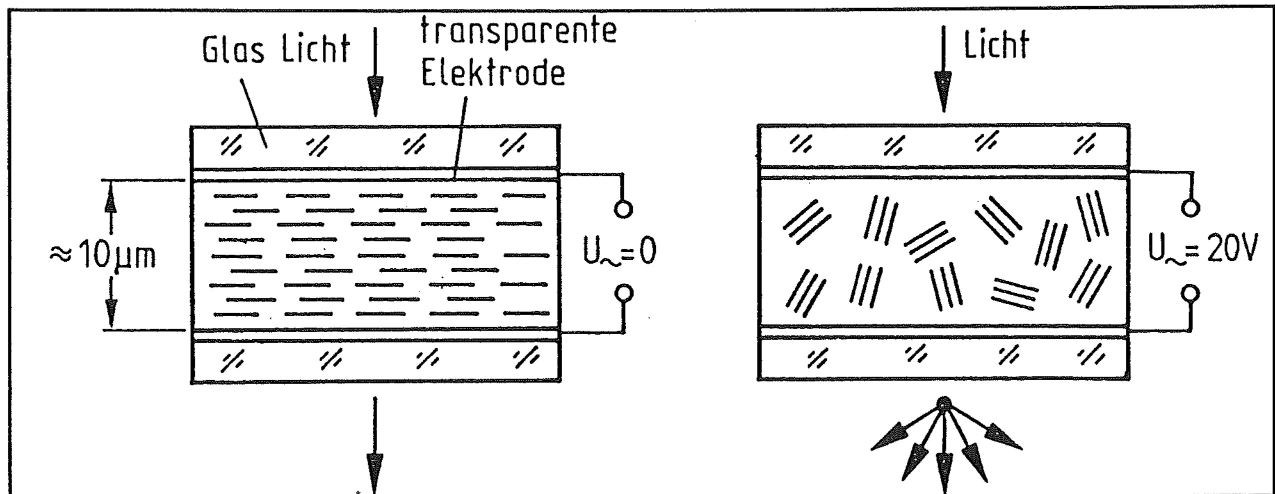
Alle elektroden worden door middel van dunne gouden sporen verbonden met de connectoren aan de randen van het liquid crystal display. Eventueel wordt de buitenzijde van de glazen plaatjes voorzien van een reflekterende laag (achterzijde van het LCD) en van een antireflekterende laag (voorzijde van het display). Nadat de twee glazen platen op de juiste afstand van elkaar zijn gebracht en het vloeibaarkristallijne medium is aangebracht wordt de constructie luchtdicht afgesloten met een afdichting, meestal een prop indium.

De elektrische werking van een nematische liquid crystal display volgt uit figuur 3/3.17-9.

Als het LCD-segment niet onder spanning staat dan zullen alle moleculen van de vloeibaarkristallijne stof evenwijdig geordend staan. Het licht kan tussen de sigaarvormige moleculen zijn weg vervolgen, het segment is transparant. Wel is het zo dat de evenwijdig gerichte moleculen het golffront van de elektromagnetische velden in één richting dwingt. Het uittredende licht is gepolariseerd, de richting van alle velden is gelijk.

Als het segment wordt aangesloten op een wisselspannning van voldoende grootte, dan zal de evenwijdige structuur van de moleculen verbroken worden. Het elektrisch veld veroorzaakt krachten op de moleculen, het gevolg is dat de stof in een hydrodynamische turbulentie terecht komt. De nematische ordening van de moleculen blijft slechts bestaan binnen zeer kleine gebieden van de stof. Deze gebieden zijn slechts enige μm^2 groot. Door de turbulentie in de stof zullen deze gebieden wel steeds kleiner en groter worden, waardoor er steeds andere grensvlakken ontstaan. Het licht zal nu tussen deze willekeurig gerichte en steeds variërende grensvlakken volledig verstrooid worden. Het gevolg is dat het segment niet-transparant wordt.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-9: De elektrische werking van een nematische LCD berust op het verstrooiën van het licht in de ongeordende moleculen.

Vanwege het steeds wisselende, dus dynamische, gedrag in de stof worden deze display's ook wel DSM-LCD's genoemd. Dat letterwoord staat voor "Dynamic Scattering Mode", vrij vertaald een methode voor het dynamisch verstroooiën van de moleculen.

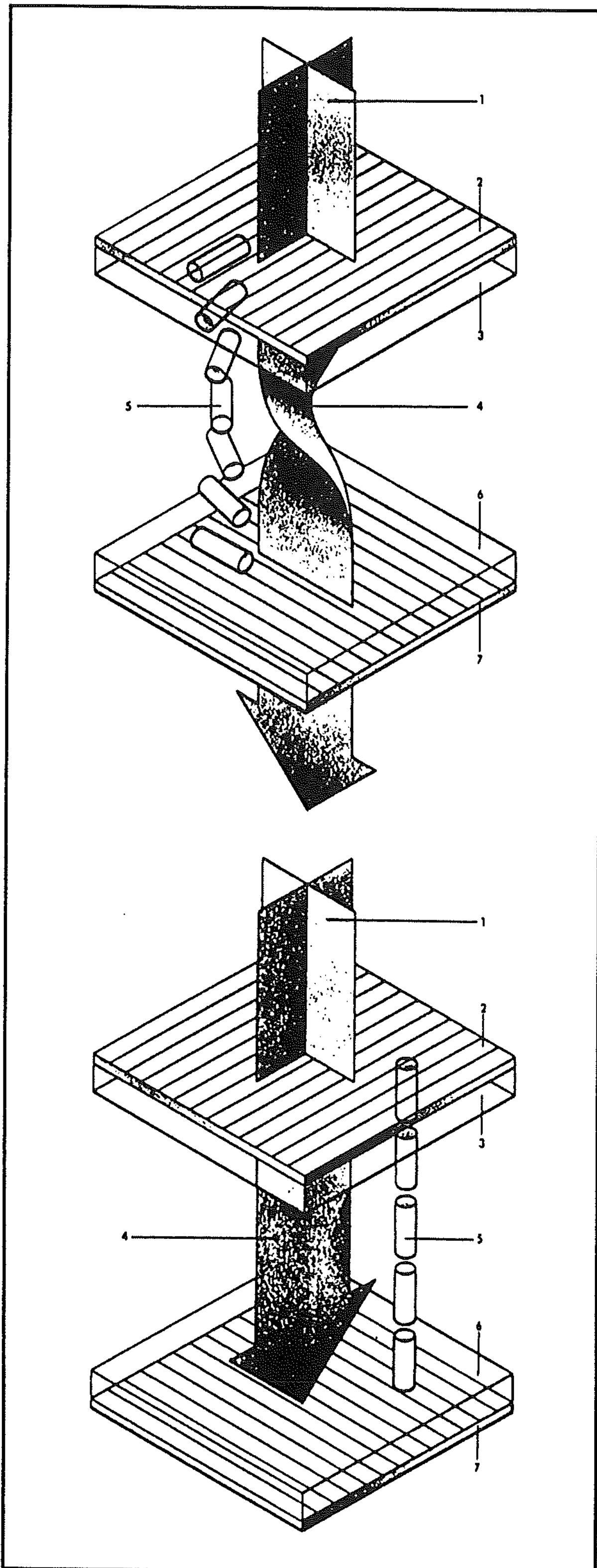
De cholesterische of twisted nematische LCD

Bij deze display's wordt gebruik gemaakt van vloeibaarkristallijne stoffen die een cholesterische zone hebben. Zoals uit figuur 3/3.17-10 blijkt is de samenstelling in grote lijnen identiek aan deze van de DSM-LCD's.

Te herkennen zijn de twee glazen plaatjes 3 en 6 en de molecuulstructuur 5 van de cholesterische vloeistofkristallijne stof. Groot verschil is echter dat de twee glazen plaatjes aan de buitenzijde voorzien zijn van polarisatoren 2 en 7. Dat zijn kunststoffolies die tot eigenschap hebben dat zij golfvormen van slechts één richting doorlaten.
Bovendien staan de twee polarisatoren loodrecht op elkaar.
In niet geactiveerde toestand (bovenste tekening) zullen de golfvormen die door de bovenste polarisator doorgelaten worden en allemaal in de lengterichting van de bovenste moleculen liggen zich langs de wenteltrapstructuur van de moleculen voortplanten. Het gevolg is dat de golffronten over 90° gedraaid worden en via de onderste glasplaat en de onderste polarisator het liquid crystal display weer verlaten. Deze polarisator is immers ook over 90° gedraaid ten opzichte van de bovenste!

Als het segment wordt aangesloten op een blokspanning van voldoende grootte zullen de moleculen als gevolg van de grote spanning zich allemaal in een lijn gaan opstellen die loodrecht staat ten opzichte van de glazen plaatjes.
Het gevolg is nu dat de golffronten van het licht zich langs de moleculen gaan voortbewegen en niet meer gedraaid worden. Zij worden dus niet doorgelaten door de onderste polarisator. Het segment wordt niet-transparant, er word geen licht doorgelaten.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-10: Samenstelling en werking van een twisted nematische LCD.

Dit soort liquid crystal display's gaat door het leven onder verschillende benamingen:

- de cholesterische LCD;
- de twisted nematische LCD;
- de Schadt-Helfrich LCD;
- de TN-FEM LCD, afkorting van "Twisted Nematic Field Effect Mode".

Vergelijking van de eigenschappen van nematische en cholesterische LCD's

De nematische LCD heeft als groot voordeel dat er geen polarisatoren moeten worden toegepast, hetgeen kostenverlagend werkt.

Bovendien is het mogelijk zeer grote actieve oppervlakken te maken, omdat het uitrichten van de moleculen door etsing van het sandwich-glas fysisch geen problemen stelt.

Men is er al in geslaagd nematische uitlezingen te maken met een actief oppervlak van niet minder dan 25 bij 25 cm^2! Dergelijke grote elementen zijn natuurlijk uitermate geschikt voor het samenstellen van grootbeeld-display's in stadia en dergelijke.

Groot nadeel van deze display's is echter dat er in matrix-typen, dus liquid crystal display's die bestaan uit een groot aantal dicht bij elkaar gelegen kleine puntjes of segmenten, overstraling kan optreden. Dat wil zeggen dat als één punt van de matrix donker wordt gestuurd de vier om dat ene punt liggende punten ook een beetje verduisterd worden.

Cholesterische LCD's hebben over het algemeen gunstigere elektrische eigenschappen.

Het tabelletje dat in figuur 3/3.17-11 is opgenomen spreekt wat dit aspect betreft duidelijke taal!

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

ELEKTRISCHE EIGENSCHAP	NEMATISCH	CHOLESTERISCH
AANSPREEKSPANNING	15 TOT 40 V	1 TOT 10 V
STROOMOPNAME (PER CM^2)	10 µA	1 TOT 4 µA
VERMOGENSVERBRUIK	100 TOT 1000 µW	1 TOT 10 µW
STUURFREQUENTIE	50 TOT 150 Hz	50 TOT 1500 Hz
INSCHAKELTIJD	100 ms	100 ms
UITSCHAKELTIJD	500 ms	300 ms

Figuur 3/3.17-11: Vergelijking van de elektrische eigenschappen van nematische en cholesterische LCD's.

Tegenwoordig wordt voor de standaard zeven-segment en alfanumerieke display's die gebruikt worden in meetapparaten en besturingssystemen alleen nog cholesterische LCD's toegepast die met pulsvormige spanningen aangestuurd worden.
De nematische LCD's worden alleen toegepast voor zeer speciale toepassingen zoals grootbeeld-display's.

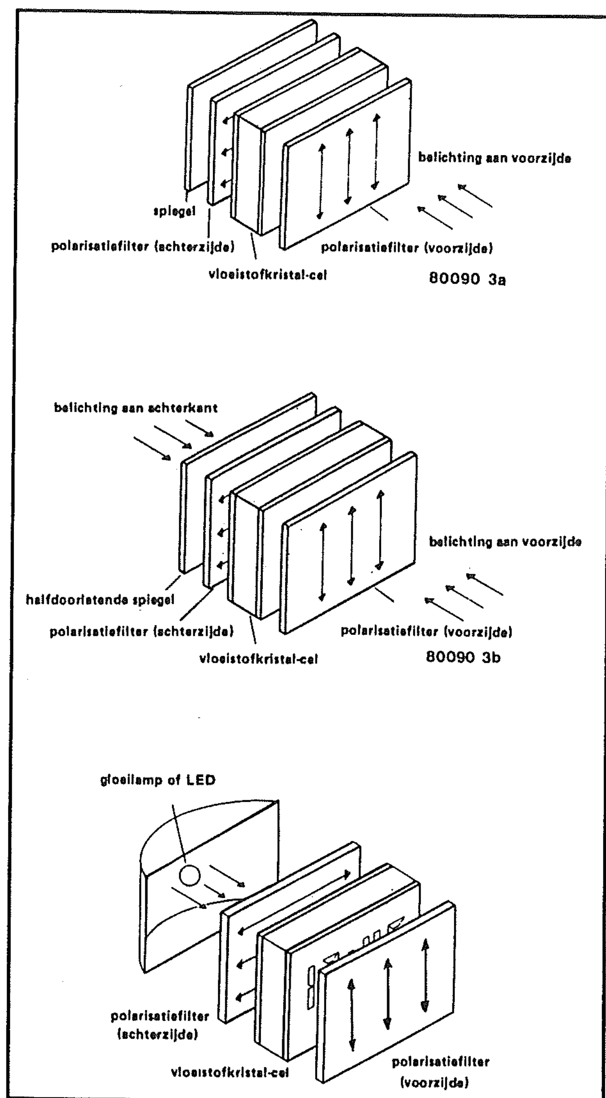
Het belichten van liquid crystal display's
LCD's zijn per definitie statische uitlezingen. Dat wil zeggen dat zij zelf geen licht uitstralen, maar alleen werken door reflectie van opvallend licht of doorlaten van achtergrond licht.
Er bestaan drie praktische uitvoeringsvormen voor het belichten van liquid crystal display's:
- reflecterende LCD's;
- transreflecterende LCD's;
- transmissieve LCD's.

Deze drie uitvoeringsvormen zijn schematisch voorgesteld in figuur 3/3.17-12.

- Reflecterende LCD's
  Zoals uit de bovenste tekening blijkt worden deze display's aan de achterzijde voorzien van een spiegelend oppervlak. Deze onderdelen werken dus alleen maar met terugkaatsing van het invallende omgevingslicht. Dit wordt zo goed als onverzwakt doorgelaten door het niet onder spanning staand gedeelte van het display.
  Het licht dat invalt op de elektrische actieve segmenten wordt verstrooid. Het kleine deel dat de spiegel bereik wordt bij zijn tweede doorgang volledig onderdrukt.
  Deze display's zijn de standaard display's die tegenwoordig in iedere digitale meter worden aangetroffen. Zij worden gekenmerkt door een typisch loodgrijze kleur voor het transparante deel en een diepzwarte kleur voor het absorberende deel.
- Transreflecterende LCD's
  Nu wordt als reflector (zie middenste tekening) een half doorlatende spiegel gebruikt.
  Het resultaat is een display dat zowel van de voorzijde als van de achterzijde belicht kan worden.
  Met een simpele elektronische regelschakeling kan een back-plane verlichting ingeschakeld worden als de

intensiteit van het omgevingslicht onder een bepaalde drempel valt.
Deze display's zijn dus zowel overdag als 's nachts uit te lezen en verbruiken alleen extra stroom voor de achterzijde belichting als dit echt noodzakelijk is.

- Transmissieve LCD's
  Deze onderdelen werken alleen met belichting via de achterzijde.
  Er is dus geen reflecterende laag aanwezig.



Figuur 3/3.17-12: De drie manieren waarop een LCD aangelicht kan worden.

Achter het display is een lichtbron opgenomen, zie onderste tekening. Dat kan een gloeidraad lampje zijn, maar ook enige LED's.Tegenwoordig wordt geëxperimenteerd met fluorescerende lagen die als voordeel hebben dat er geen elektrisch vermogen wordt verbruikt.

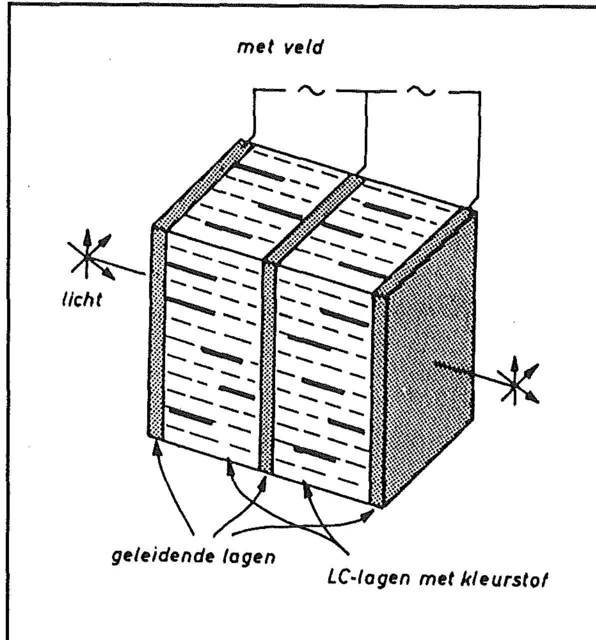
Gekleurde LCD's

Tegenwoordig worden er ook gekleurde liquid crystal display's op de markt gebracht.
Deze werken volgens het "Guest-Host"-principe (Gastheer-Gast).
In de vloeibaarkristallijne stof worden kleurstofmoleculen aangebracht die ongeveer dezelfde vorm hebben als de moleculen van het gastheer-materiaal. Door de elasticiteit van de stoffen worden de moleculen van de gast-moleculen in hetzelfde patroon gedwongen als de overigen.
Uiteraard zullen de moleculen van de kleurstof de bewegingen van de gastheermoleculen moeten volgen als een segment onder spanning wordt gezet.

Helaas zijn er nog niet veel kleurstoffen gevonden die aan de juiste specificaties voldoen om in liquid crystal display's bruikbaar te zijn. Vele kleurstoffen verbleken immers na enige tijd en bovendien worden er strenge eisen gesteld aan de molecuulstructuur en overige fysische eigenschappen.
Vandaar dat men meestal met mengkleuren moet werken om toch nog enige optisch aanvaardbare kleuren te verkrijgen.

De doorsnede door zo'n gekleurde liquid crystal display is geschetst in figuur 3/3.17-13.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



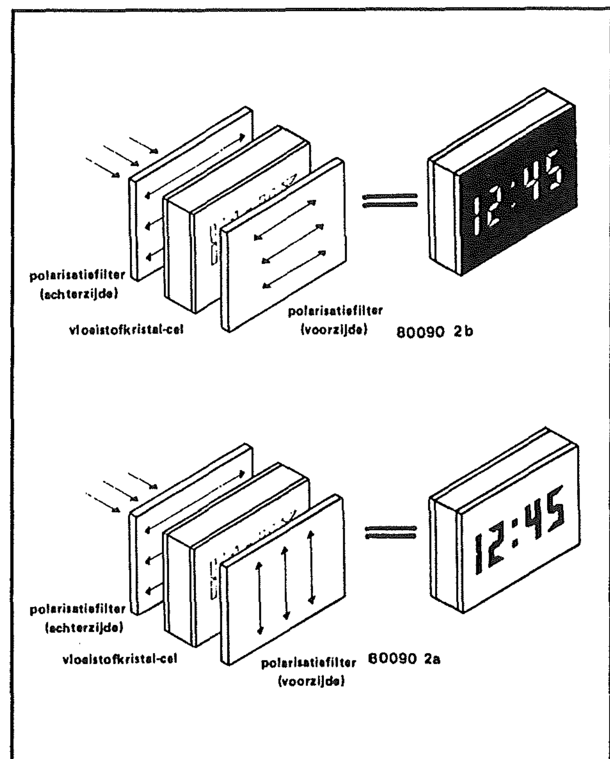
Figuur 3/3.17-13: De samenstelling van een gekleurde LCD waarvan de kleur wordt bepaald door twee mengkleuren.

Het onderdeel is samengesteld uit twee secties op cholesterische basis. In iedere sectie wordt het vloeistofkristallijne materiaal gemengd met één kleurstof. De middelste glazen plaat dient als gemeenschappelijke elektrode of back-plane voor beide LCD-secties.

Geïnverteerde LCD's
Bij de tot nu toe beschreven structuur van cholesterische liquid crystal display's is uitgegaan van twee polarisatoren die loodrecht op elkaar staan.
Het gevolg is dat de onder spanning staande delen van de uitlezing zwart zijn (absorbtie!) en de niet onder spanning staande delen transparant zijn.
Dat zou betekenen dat men bij kleuren-LCD's alleen maar zwarte symbolen kan krijgen op een gekleurde achtergrond.

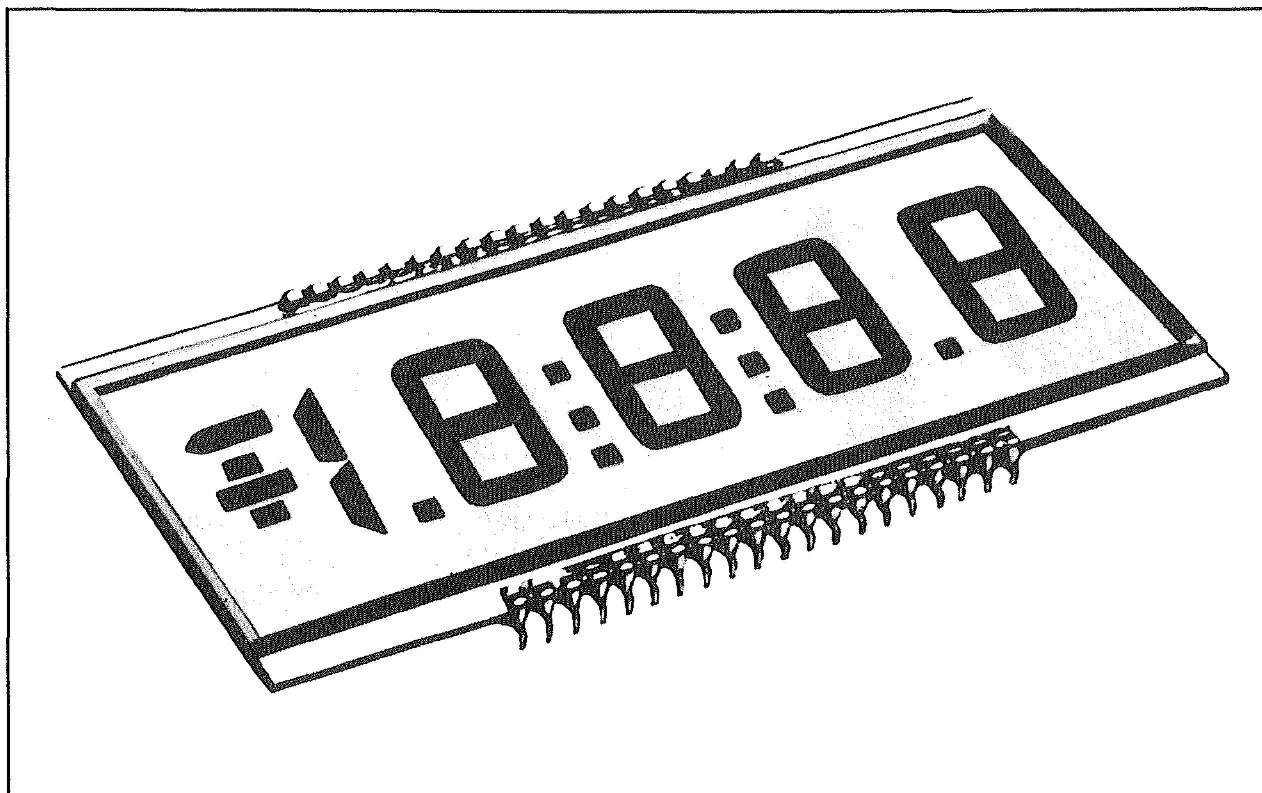
Wie echter figuur 3/3.17-10 goed bestudeert zal snel vaststellen dat deze effecten omdraaien als men beide polarisatoren in dezelfde richting aanbrengt.
Delen van de uitlezing die dan niet onder spanning staan zullen absorberen, de onder spanning staande delen worden transparant.
Men kan dan dus gekleurde segmenten of pictogrammen tegen een zwarte achtergrond verkrijgen, iets wat de leesbaarheid kan bevorderen.

Deze twee verschillende uitvoeringsvormen van gekleurde liquid crystal display's zijn nog eens overzichtelijk samengevat in figuur 3/3.17-14.



Figuur 3/3.17-14: Door de richting van het voorste polarisatiefilter 90° te draaien kan men de weergave van het LCD inverteren wat voordelig kan zijn bij kleuren-display's.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)



Figuur 3/3.17-15: Een vier-en-half digit uitlezing met vloeibare kristallen.

Praktische uitvoeringsvormen van LCD's

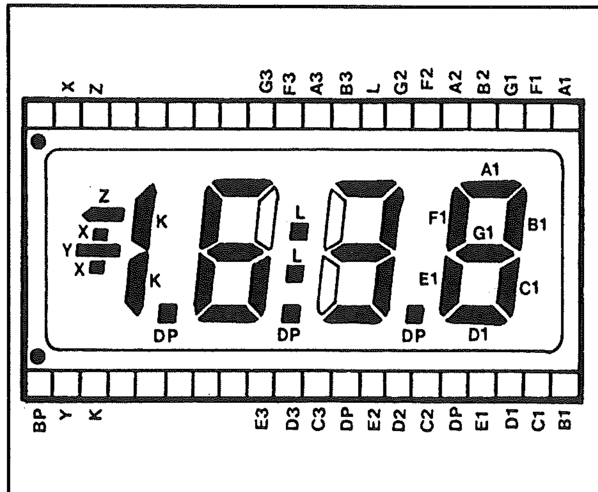
Het zeven-segment display

Het zeven-segment display, voorgesteld in figuur 3/3.17-15, is het meest bekende liquid crystal display en wijkt in elektrische functie nauwelijks af van soortgelijke display's die met LED's zijn uitgevoerd.

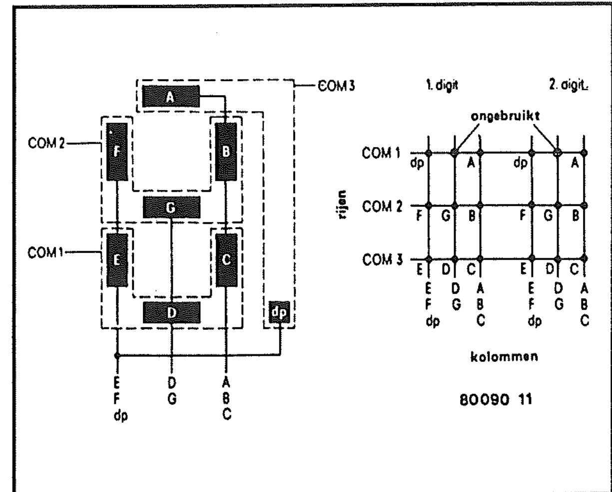
Ook deze uitlezingen hebben een gemeenschappelijke aansluiting voor alle segmenten.
Maar er is nu uiteraard geen sprake van een gemeenschappelijke anode (CA) of gemeenschappelijke kathode (CC), maar van een back-plane.
Deze wordt bij alle fabrikanten gecodeerd met de letters "BP" of "COM".
In figuur 3/3.17-16 zijn als voorbeeld de aansluitingen gegeven van het 43D5R03 display, dat bestaat uit drie-en-half digits, decimale punten en polariteitstekens.

Als het aantal cijfers toeneemt zal men in de meeste gevallen werken met verschillende back-planes.
Het is dan niet zo dat ieder cijfer een eigen BP heeft, zoals dat wel geldt bij LED-indicatoren (vervang dan uiteraard BP door CA of CC).
Deze display's worden altijd gemultiplexed gestuurd, waarbij de verschillende BP's op een zeer ingewikkelde manier samen met de segmenten uit maar enkele lijnen worden aangestuurd.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



Figuur 3/3.17-16: De aansluitgegevens van een typisch zeven-segment LCD met één back-plane.



Figuur 3/3.17-17: De elektrodenaansluitingen bij meervoudige LCD's met drie back-planes en drie segmentlijnen.

Als voorbeeld wordt in figuur 3/3.17-17 een matrix-structuur getekend die vaak wordt toegepast bij zevensegment display's die uit acht cijfers bestaan. Ieder cijfer is aangesloten op drie back-planes. De segmenten C, D en E zijn verbonden met het eerste back-plane, hier COM1 genoemd. De segmenten B, G en F gaan naar COM 2 en het segment A gaat samen met de decimale punt DP naar COM3. Deze drie back-planes vormen uiteraard de achterste elektroden van de sandwich-constructie elektroden, vloeibaar kristal en elektroden. De voorste elektroden van de segmenten zijn op een andere manier met elkaar verbonden. De voorste elektroden van de segmenten A, B en C hangen aan elkaar, evenals de elektroden van de segmenten G en D en deze van de segmenten E, F en DP.

Een en ander kan als een matrix getekend worden (zie rechter figuur), die is samengesteld uit drie vertikale en drie horizontale lijnen. Alle segmenten liggen op de snijpunten van deze matrix.

In een later subhoofdstuk wordt uitvoerig ingegaan op de manier waarop dergelijke display's worden aangestuurd.

De bar-graph LCD's

Liquid crystal display's worden vaak gebruikt voor het op semi-analoge manier aangeven van meetwaarden. De uitlezing is dan uitgevoerd als thermometerschaal, waarbij de schaal is samengesteld uit een groot aantal streepjes of puntjes. Hoe groter de gemeten waarde, hoe meer streepjes of puntjes "oplichten" en hoe langer de "oplichtende" kolom is.

In figuur 3/3.17-18 zijn twee van dergelijke liquid crystal display's op ware grootte getekend, namelijk de types LC513000-300 (boven) en LC703000-300 (onder).

Ook deze display's worden in de meeste gevallen gemultiplexed aangestuurd, waarbij diverse back-planes worden toegepast. In figuur 3/3.17-19 is als voorbeeld een bar-graph liquid crystal display getekend, waarbij de segmenten uit drie back-

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

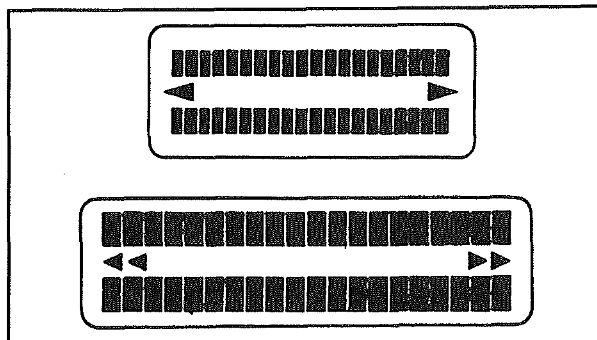
planes en drie segmentlijnen worden gestuurd.

Het symbolen-display

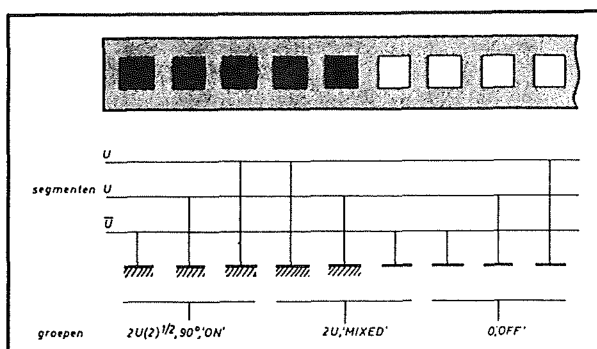
Omdat liquid crystal display's in iedere gewenste vorm kunnen worden gefabriceerd zijn zij ideaal voor indicatietoepassingen in meldsystemen.
Zo is in figuur 3/3.17-20 een LCD getekend dat gebruikt kan worden in het dashboard van een auto.

Op dit paneel zijn tal van alarmindicatoren verenigd, zoals remvloeistof, oliepeil, accuconditie, brandstofniveau en watertemperatuur.
Twee extra indicatoren werken semi-analoog.
Een dergelijke thermometerschaal uitlezing werkt in de praktijk beter dan de zuiver digitale indicatie. Het schijnt de menselijke geest nog steeds een bepaalde tijd te kosten om een zuiver digitaal werkende grootheid te interpreteren, tenzij men er aan gewend is dat deze grootheid onder de vorm van cijfers wordt gepresenteerd.
Termen als "bijna lege tank" zijn veel gemakkelijker te interpreteren bij een thermometeruitlezing dan bij een digitale indicatie.
Maar omdat men gewend is te denken in aantallen km per uur als het snelheid betreft is deze grootheid het gemakkelijkst te interpreteren als zij zuiver digitaal wordt gepresenteerd.

Het probleem bij dergelijke indicatoren is dat er grote eisen worden gesteld aan het bruikbare temperatuurgebied van de vloeistofkristallijne stoffen. In een auto kan het immers in een koude nacht behoorlijk vriezen en in een hete zomerdag behoorlijk heet zijn!



Figuur 3/3.17-18: Twee bar-graph LCD's die gebruikt worden als modulatiemeter in geluidsapparatuuur.



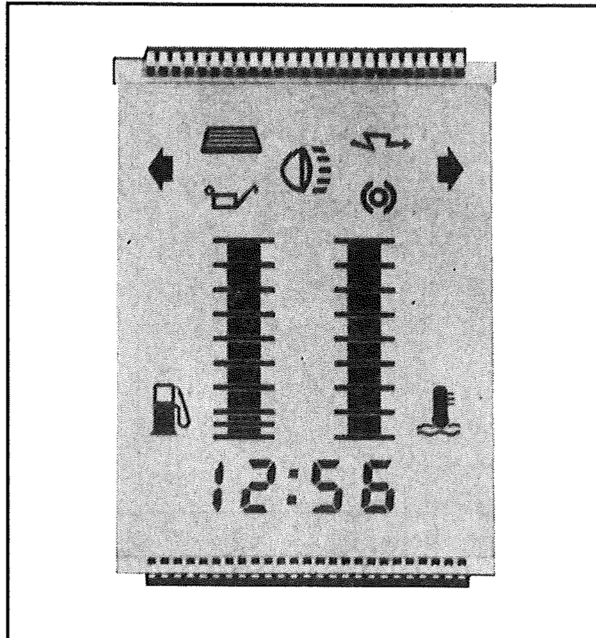
Figuur 3/3.17-19: Het aansturen van een bar-graph LCD uit drie back-planes en drie segmentlijnen.

Een ander probleem is dat een "oplichtend" liquid crystal display veel minder opvalt dan een LED die opeens fel-rood gaat knipperen. Vandaar dat LCD-indicatoren voor alarmfuncties steeds vergezeld moeten gaan van een acoustisch alarm.

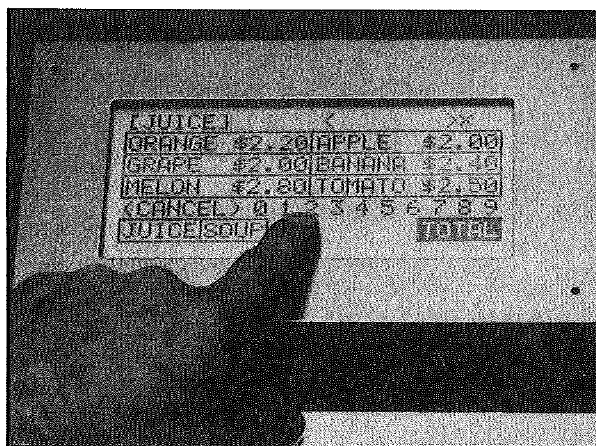
Alfanumerieke display's

De alfanumerieke LCD-panelen hebben de laatste jaren een grote vlucht genomen. Er zijn betaalbare panelen met een capaciteit van 8 regels van ieder 20 karakters (figuur 3/3.17-21) beschikbaar. Ieder karakter is opgebouwd uit een matrix van 5 bij 7 puntjes. In totaal heeft zo'n paneel dus 20 x 8 x 7 x 5 = 5.600 puntjes die individueel aangestuurd moeten worden!

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



Figuur 3/3.17-20: Een LCD-paneel dat in de auto gebruikt kan worden.



Figuur 3/3.17-21: Een alfanumeriek LCD-paneel dat acht regels met ieder 20 karakters kan weergeven.

Het zal duidelijk zijn dat dergelijke complexe indicatoren niet meer met zelf te ontwerpen elektronica aangestuurd kunnen worden.

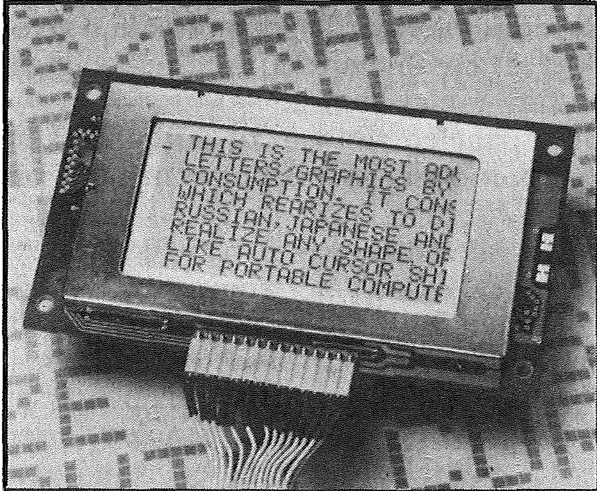
Deze panelen worden dan ook altijd geleverd als complete unit met ingebouwde besturingselektronica.
Deze panelen zijn aan te sturen uit een microprocessor met behulp van 4 of 8 bit lange woorden.
Meestal beschikken deze panelen over extra functies, zoals het knipperen van karakters, de inverse weergave van karakters en het vergroten van karakters.
Naast de standaard ASCII karakterset beschikken de meeste panelen over extra grafische karakters en kan men softwarematig eigen karakters definiëren.

Dergelijke panelen worden toegepast in eenvoudige draagbare computers, elektronische schrijfmachines, medische apparatuur en voor reklamedoeleinden.

Touch panel display's
Naast het reeds genoemde systeem waarbij over het liquid crystal display een tweede sandwich is aangebracht met een aantal horizontale en vertikale draden bestaan er ook elektrostatisch werkende touch panels.
Deze bestaan uit een elektrostatisch gevoelige folie die boven het liquid crystal display is gemonteerd en uitleeselektronica, die de elektrostatische status van deze folie kan detecteren.
Als men de folie met de hand aanraakt zal de statische lading die steeds in het lichaam aanwezig is op de folie overgebracht worden.
De elektronica detecteert de plaats waar deze lading zich op de folie bevindt.

In figuur 3/3.17-22 is een voorbeeld van een dergelijk touch panel liquid crystal display gegeven.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



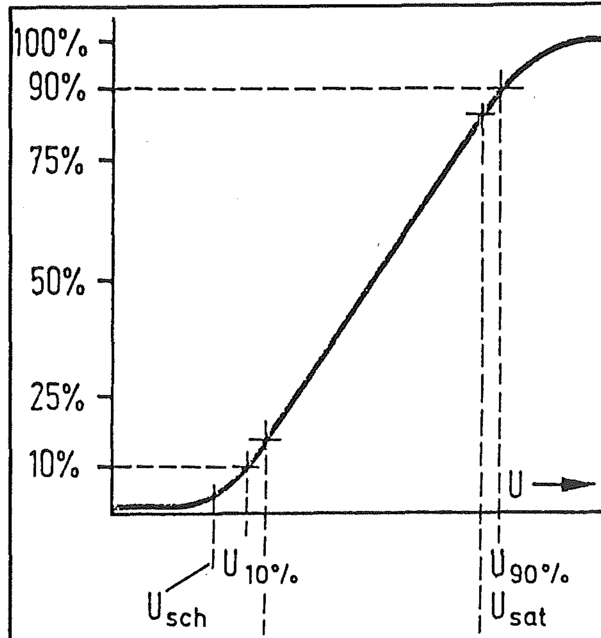
Figuur 3/3.17-22: Een voorbeeld van een touch panel LCD.

Deze panelen zijn zeer geschikt om de communicatie te regelen tussen een technisch systeem en mensen die volledig leek zijn. Op het schermpje verschijnen bepaalde menu-selecties, het volstaat een selectie op het scherm aan te raken om het systeem te laten reageren.

Technische eigenschappen van LCD's

Het kontrast

Het kontrast is bij liquid crystal display's wat de helderheid is bij LED's.
Met kontrast wordt in het algemeen de lichtopbrengstverhouding bedoeld. Bij LCD's is dit de verhouding tussen de transparantie in in- en uitgeschakelde toestand bij gelijkblijvende externe belichting en gelijkblijvende waarnemingshoek. Bij de meeste LCD-uitlezingen ligt deze factor tussen de 1/10 en de 1/20. Ongeveer vergelijkbaar met het kontrast van een op een wit vel papier getypte tekst met een schrijfmachine met goed inktlint.



Figuur 3/3.17-23: Het verband tussen het kontrast en de voedingsspanning.

Het kontrast is van een aantal factoren afhankelijk:
- de voedingsspanning;
- de temperatuur;
- de waarnemingshoek.

In de volgende paragrafen zullen deze afhankelijkheden een voor een besproken worden.

Kontrast contra voedingsspanning

Het zal duidelijk zijn dat er een bepaalde veldsterkte noodzakelijk is tussen de elektroden alvorens het kontrast maximaal is. Dat verband is gegeven in de grafiek van figuur 3/3.17-23.

Uit deze grafiek kan men afleiden dat de moleculen van de vloeistofkristallijne stof niet allemaal in één keer polariseren, maar na elkaar. Naarmate de spanning stijgt zullen steeds meer moleculen gedwongen worden hun natuurlijke oriëntatie op te geven. Er bestaat een bepaalde

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

spanningsdrempel U_{sch} waaronder de veldsterkte te gering is om moleculen uit hun patroon te dwingen. Het contrast is dan nul.
Deze drempel ligt rond de 1/3 van de spanning die nodig is om maximaal kontrast op te wekken. Een belangrijke eigenschap die gebruikt wordt bij het besturen van liquid crystal display's!

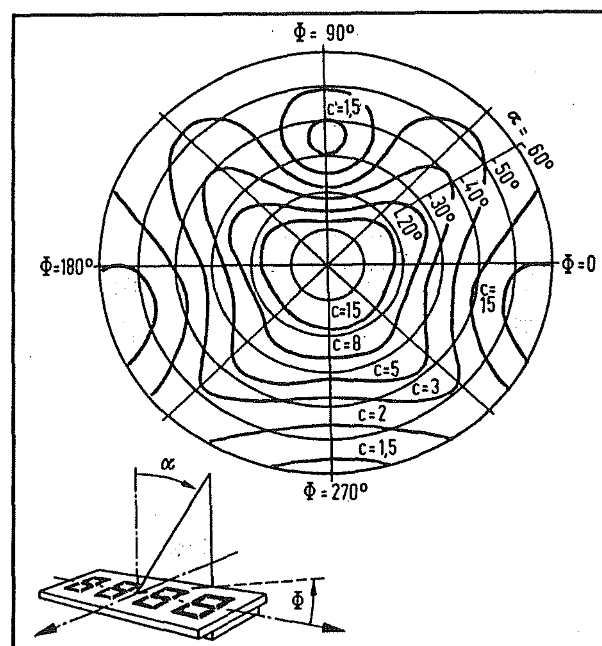
Er bestaat ook een maximale drempel U_{sat} waarbij alle moleculen van de stof uit hun patroon zijn verdreven.
Het kontrast is dan maximaal en het heeft geen zin de voedingsspanning te verhogen.
Dat is een groot nadeel van liquid crystal display's, dat vooral tot uiting komt bij multiplex-besturing van multi-digit LCD's. Bij LED-display's kan men immers sturen met korte, maar zeer grote stroompulsen waardoor de gemiddelde intensiteit gelijk is aan deze bij sturing met een constante stroom van normale grootte.

Kontrast contra temperatuur
Bij stijgende temperatuur wordt het maximale kontrast al bij een lagere voedingsspanning bereikt. De grafiek van figuur 3/3.17-23 verschuift dan naar links en wordt steiler. De drempel U_{sch} wordt bijgevolg ook kleiner, een factor waar men bij meerstaps multiplex besturing terdege rekening mee moet houden.

Kontrast contra waarnemingshoek
Omdat liquid crystal display's per definitie in één richting gepolariseerd licht doorlaten of terugkaatsen is de waarnemingshoek vrij kritisch. Kijk maar eens naar een polshorloge met LCD-uitlezing. Naarmate men schuiner naar de uitlezing kijkt zal men vaststellen dat de geactiveerde donkere segmenten steeds minder duidelijk als dusdanig waarneembaar zijn.
Kijkt men erg schuin, dan zullen deze segmenten zelfs weer transparant lijken!

Deze afhankelijkheid wordt gedefinieerd door de zogenaamde "isostaatkurves". Dat zijn kurves die ontstaan door alle waarnemingspunten met hetzelfde kontrast met elkaar te verbinden.
In figuur 3/3.17-24 is de isostaatbundel van een typisch liquid crystal display getekend in functie van de twee waarnemingshoeken α en Φ.

In het algemeen kan men stellen dat een waarnemingshoek van 160° is toegestaan als men zich houdt aan een minimale kontrastverhouding van 1/3. Dat lijkt weinig, maar het menselijke oog heeft een maximale kontrastomvang van slechts 1/10.



Figuur 3/3.17-24: De isostaatkurves van een LCD in functie van beide waarnemingshoeken.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)

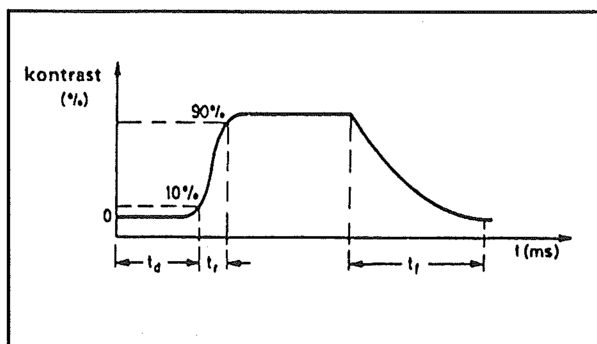
De voedingsspanning van LCD's

Tegenwoordig worden liquid crystal display's ontworpen voor voedingsspanningen van 1,5 tot 20 V effectief.
De term effectief duidt op het gegeven dat liquid crystal display's met wisselspanningen gestuurd moeten worden. Omdat in de meeste gevallen pulssturing wordt toegepast en de effectieve waarde de enige echt definieerbare grootheid van zo'n puls is wordt de voedingsspanning van een LCD steeds als effectieve waarde uitgedrukt.

De meeste standaard LCD's worden tegenwoordig echter ontworpen voor een maximaal kontrast bij een pulsspanning van 4,5 V, zodat compatibiliteit met TTL-schakelingen gegarandeerd is. Het heeft geen zin hogere spanningen te gebruiken, het enige resultaat is dat de levensduur van het liquid crystal display aanmerkelijk verkort wordt.

De schakeltijden

Het is algemeen bekend dat liquid crystal display's zeer langzaam zijn. Als men een segment onder spanning zet duurt het een bepaalde tijd alvorens het display reageert. Hetzelfde geldt bij het uitschakelen.

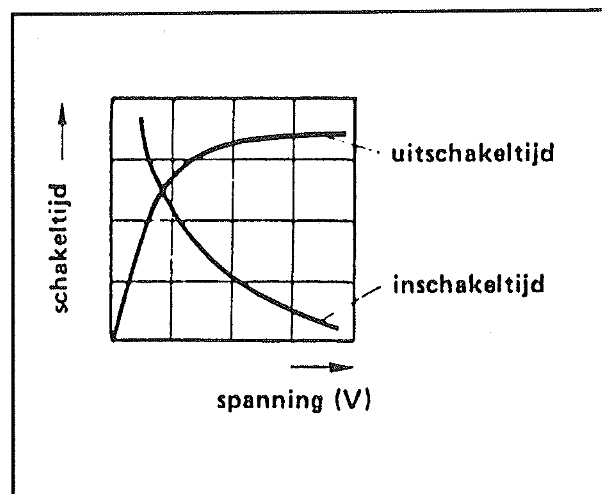


Figuur 3/3.17-25: Het kontrast in functie van de in- en uitschakeltijden.

Beide verschijnselen zijn samengevat in de grafiek van figuur 3/3.17-25.

Bij het inschakelen van een segment zal er eerst een tijd t_d verstrijken alvorens het segment reageert. Deze vertraging ligt rond de 100 ms. Nadien stijgt het kontrast in ongeveer 70 ms van 10 tot 90%. Men zou dit de stijgtijd t_r van een LCD kunnen noemen. Bij het uitschakelen stelt men geen vertraging vast. Het wegvallen van het kontrast verloopt echter ook relatief traag, de daaltijd t_f van een LCD bedraagt gemiddeld 230 ms.

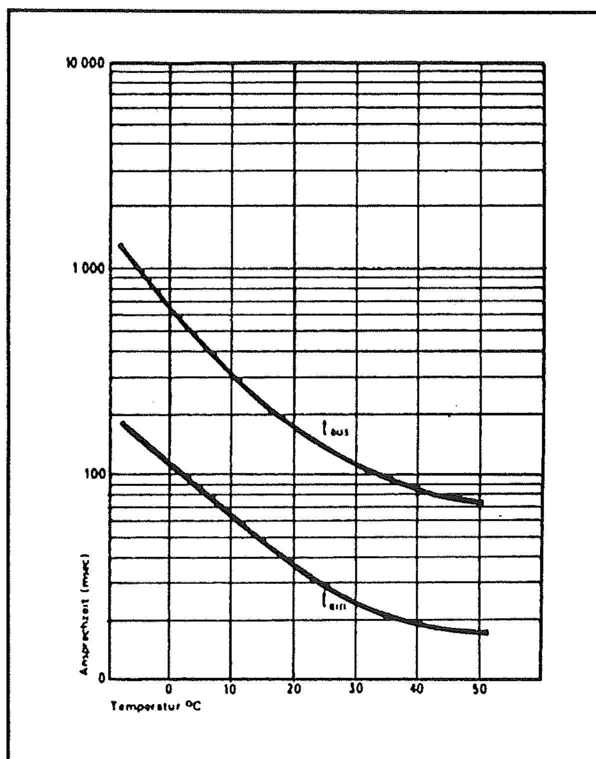
Deze tijden zijn in grote mate afhankelijk van de voedingsspanning en de bedrijfstemperatuur.
Verhoogt men de voedingsspanning dan stelt men vast dat de inschakeltijd aanzienlijk korter wordt, maar dat de uitschakeltijd nauwelijks beïnvloed wordt. Merkwaardig daarbij is dat de uitschakeltijd zelfs iets langer wordt! Deze verschijnselen zijn grafisch samengevat in figuur 3/3.17-26.



Figuur 3/3.17-26: De invloed van de voedingsspanning op de in- en uitschakeltijden van een LCD.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

Wat de invloed van de temperatuur op de snelheid van een liquid crystal display betreft kan in het kort gesteld worden dat zowel de in- als de uitschakeltijden veel korter worden naarmate de bedrijfstemperatuur toeneemt. Een en ander is grafisch weergegeven in de grafiek van figuur 3/3.17-27. Let op de logaritmische tijdsas! De zeer lange schakeltijden bij lage temperaturen stellen een eerste grens aan het werkbare temperatuurbereik van een liquid crystal display.



Figuur 3/3.17-27: De invloed van de bedrijfstemperatuur op de schakeltijden van een LCD.

De bedrijfstemperatuur van een LCD

De vloeibaarkristallijne eigenschappen van de stof treden in een zeer beperkt temperatuurbereik op tussen het smelt- en het helderheidspunt. Deze twee fysische grenzen bepalen het bruikbare temperatuursgebied van een liquid crystal display.
Tegenwoordig is het mogelijk stoffen toe te passen die bruikbaar zijn tussen -40 en +85 °C. De onderste grens wordt dan echter eerder bepaald door de zeer trage schakeltijden van de stof dan door het smeltpunt. Bij -25 °C moet men rekening houden met schakeltijden in de grootte-orde van een seconde voor het inschakelen en verschillende seconden voor het uitschakelen!

Het overschrijden van de minimale en maximale temperaturen heeft geen blijvende nadelige invloed op de actieve stof in het liquid crystal display. Waar men echter wel rekening mee moet houden is de maximale temperatuur die de opgekleefde zeer dunne polarisatiefolies kunnen verdragen. Standaard folies beginnen bij 60 °C te vloeien. Dat wil zeggen dat de lijmlaag tussen glas en folie vloeibaar begint te worden. Langdurige oververhitting kan krimpen van de folie tot gevolg hebben en zelfs het vormen van kleine gasblaasjes tussen glas en filter. Het gevolg is dat er slechte plekken in het LCD ontstaan, waar het kontrast veel kleiner is of zelfs helemaal wegvalt.

Voor speciale toepassingen staan tegenwoordig polarisatie-folies en kleefmiddelen ter beschikking die betrouwbaar werken tot +80 °C.

De levensduur van LCD's

Liquid crystal display's hebben jarenlang op dat gebied een zeer slechte naam gehad.
Niet geheel ten onrechte, want in de begintijd waren er nogal wat problemen met de bestendigheid van de vloeistofkristallijne stof tegen ultraviolette straling (zon-

licht!). Ook traden er verontreinigingen op in de stof als gevolg van niet ideale lijm- en afdichtingstechnieken. De eerste generatie LCD's hielden het meestal niet langer dan twee jaar uit.

De moderne liquid crystal display's hebben echter een gegarandeerde levensduur van 50.000 uur, hetgeen overeen komt met zes jaar ononderbroken gebruik.

De levensduur van een LCD wordt op twee verschillende manieren gedefinieerd.

Op de eerste plaats wordt het kontrast als uitgangspunt genomen, waarbij de levensduur wordt gedefinieerd als de periode waarbinnen het kontrast groter blijft dan 50% van de aanvangswaarde.

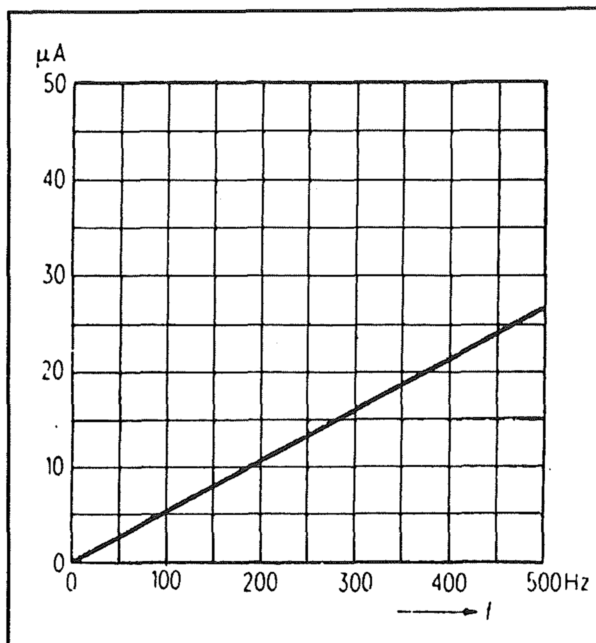
Op de tweede plaats wordt de uitvalwaarschijnlijkheid als basis genomen. Ook dan wordt de levensduur gedefinieerd als de tijd die verloopt voordat de uitvalwaarschijnlijkheid 50% is.

Het opgenomen vermogen

Bij de vergelijking van de eigenschappen van nematische en cholesterische LCD's is reeds iets gezegd over het opgenomen vermogen.

Omdat een liquid crystal display met wisselspanning wordt aangestuurd en een voornamelijk capacitieve belasting vormt heeft echter ook de frequentie van het stuursignaal een invloed op het opgenomen vermogen.

In figuur 3/3.17-28 is dat verband uitgezet voor een standaard zeven-segment LCD die wordt aangestuurd met een blokspanning van 2 V top-tot-top.



Figuur 3/3.17-28: Het verband tussen de frequentie van het stuursignaal en de stroomopname van een zevensegment LCD.

Het aansturen van LCD's

Inleiding

Liquid crystal display's mogen nooit met gelijkspanningen worden aangestuurd! Weliswaar is de elektrische geleiding zo laag dat men een LCD voornamelijk door een capacitieve belasting kan voorstellen, maar de vloeistofkristallijne stof is toch geen zuivere isolator. De kleine gelijkstroom die door de sandwich gaat vloeien heeft tot gevolg dat de vloeistofkristallijne stof een elektrolyse gaat ondergaan. Net zoals men water door er gelijkstroom doorheen te sturen kan ontleden in waterstof en zuurstof zal de elektrische stroom de vloeistofkristallijne stof gaan ontleden in zijn samenstellende elementen. Reeds na enige uren gaan de prestaties van het

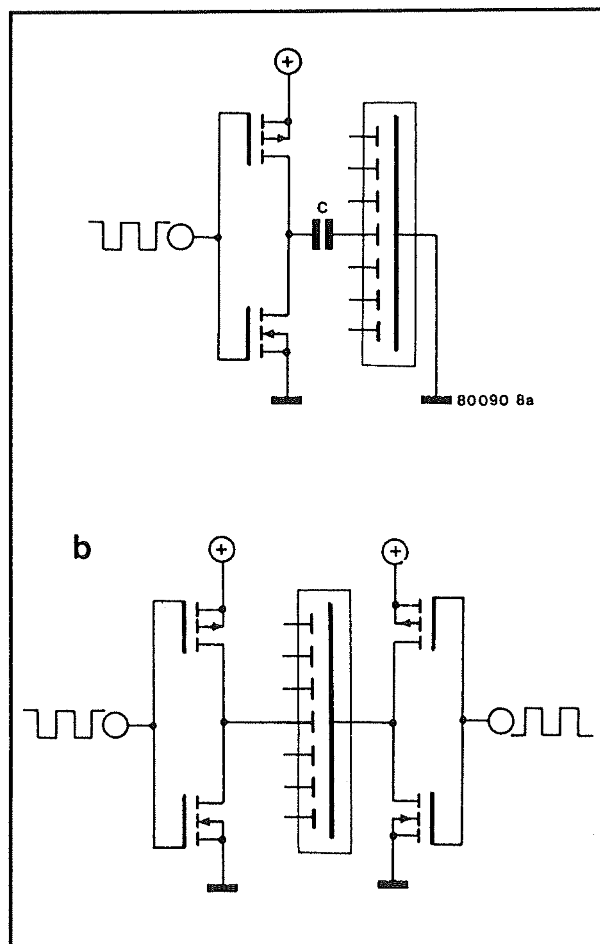
3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

liquid crystal display merkbaar achteruit.

Dit verschijnsel is zo bepalend dat alle fabrikanten voorschrijven dat het gelijkspanningsaandeel in het stuursignaal niet groter mag zijn dan 50 mV.
Als men met blokpulsen stuurt worden dus zeer hoge eisen gesteld aan de tijdsymmetrie van dat signaal. Is de "H"-periode iets groter of kleiner dan de "L"-periode, dan zal het signaal een resulterende gelijkspanning bevatten en zal de levensduur van het LCD in niet geringe mate verminderen.

Aansturing met blokspanning
Omdat in de meeste praktische toepassingen alleen een gelijkspanning voorhanden is, zal men met behulp van een oscillator een blokgolf moeten produceren. Dit is echter niet voldoende! Deze blokgolf wisselt tussen de voedingsspanning en de massa en bevat dus nog steeds een gelijkspanning die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Men zal dus op de een of andere manier deze blokspanning die schommelt tussen $+U_b$ en de massa moeten omvormen in een blokspanning die varieert tussen $+1/2U_b$ en $-1/2U_b$.

De frequentie van deze blokgolf wordt aan de lage kant begrensd door het knipperen van de uitlezing. Vanwege de traagheid van een LCD heeft men daar in de praktijk echter erg weinig last van en kan men werken met een frequentie van 30 Hz.
Aan de hoge kant speelt de capacitieve belasting van het LCD een rol.
De capaciteit van een LCD van 8 mm cijferhoogte en zeer hoogwaardige vloeistofkristallijne stof bedraagt ongeveer 150 pF.
Deze waarde loopt op tot 4 nF bij een cijferhoogte van 25 mm en standaard vloeistofkristallijne stof.
Bij zeer kleine uitlezingen kan men werken met frequenties tot 1 kHz.
Bij grotere uitlezingen is het echter niet zinvol met meer dan 100 Hz aan te sturen. De belasting van de stuurschakelingen wordt alleen maar groter, hetgeen schakeltechnische problemen kan veroorzaken.



Figuur 3/3.17-29: Het aansturen van enkelvoudige LCD's door middel van een blokspanning.

Aansturen van enkelvoudige LCD's

Heeft men in de praktijk te maken met enkelvoudige LCD's, zoals symbolen die aan of uit moeten worden geschakeld, dan kan men rechtstreeks aansturen met een blokgolf.

Men moet dan echter de gelijkspanning blokkeren en dat kan met een van de schakelingen die in figuur 3/3.17-29 getekend zijn.

In de bovenste figuur wordt de back-plane van het LCD aan de massa gelegd. De blokgolf wordt via een complementaire CMOS-eindtrap uit een CD4007 of CD4009 en via een scheidingscondensator aan de voorste elektrode van het LCD aangeboden. De topwaarde van de wisselspanning die aan het LCD wordt aangeboden is gelijk aan de helft van de voedingsspanning van de schakeling.

De complementaire eindtrap is noodzakelijk om er zeker van te zijn dat de impedantie van de blokgolf zowel voor "H" als voor "L" constant is.

Zou dit niet het geval zijn, dan zou de RC-kring die gevormd wordt door de uitgangsimpedantie van de stuurschakeling en de scheidingscondensator twee verschillende tijdconstanten hebben, waardoor er toch nog een gelijkspanningscomponent zou ontstaan.

Complementaire CMOS-schakelingen hebben een constante uitgangsimpedantie van ongeveer 400 Ω en deze schakelingen voldoen dus uitstekend voor dergelijke toepassingen.

Het is uiteraard ook mogelijk gebruik te maken van gebufferde NAND- of NOR-poorten uit de CD-serie. De tweede ingang van deze poort kan dan gebruikt worden voor het in- en uitschakelen van het LCD.

Omdat condensatoren grote en dure onderdelen zijn kan men natuurlijk veel beter gebruik maken van de onderste schakeling.

Zowel de voorste elektrode als de backplane worden gestuurd uit een complementaire eindtrap. Beide schakelingen moeten nu door ten opzichte van elkaar geïnverteerde blokgolven worden gestuurd.

Dit systeem is een beetje te vergelijken met de brugbesturing van luidsprekers in laagfrequent versterkers.

Door de aansturing in tegenfase van de twee elektroden zal de ene op massapotentiaal staan als de andere op $+U_b$ staat en vice versa.

Hoewel op beide elektroden een gelijkspanning van $+1/2U_b$ aanwezig is zal over het LCD dus geen gelijkspanning staan.

Over de elektroden staat een wisselspanning waarvan de topwaarde nu gelijk is aan de grootte van de voedingsspanning.

Statische aansturing van zeven-segment LCD's

Bij de statische aansturing van zevensegment display's, zoals bij digitale universeelmeters en frequentiemeters, wordt in principe van hetzelfde systeem gebruik gemaakt.

Door een schakeltechnische handigheid wordt echter het aantal noodzakelijke poorten drastisch beperkt.

Het principe is getekend in figuur 3/3.17-30.

De back-plane wordt rechtstreeks gestuurd met een vierkantsgolf (squarewave signal) die varieert tussen $+U_b$ en de mas-

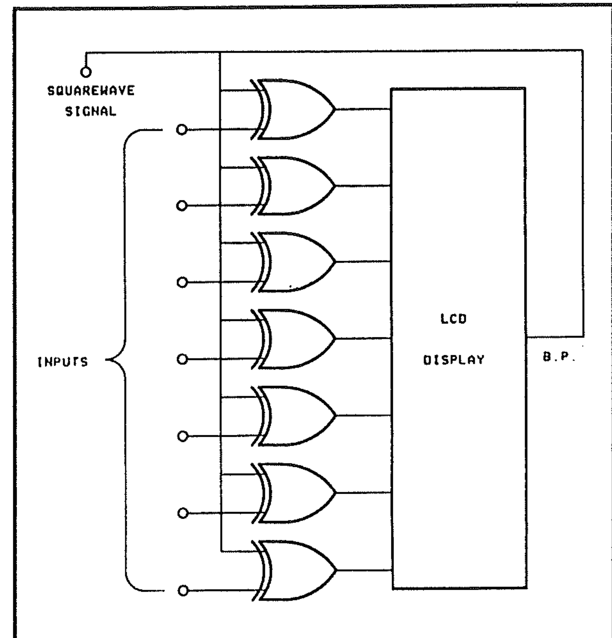
3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

sa.
Hetzelfde signaal wordt toegevoerd aan één ingang van EXOR-poorten.
De uitgangen van deze poorten sturen de voorste elektroden van de segmenten. De tweede ingangen van de EXOR-poorten zijn de besturingsingangen van het display die bepalen of een segment wel of niet geactiveerd wordt.

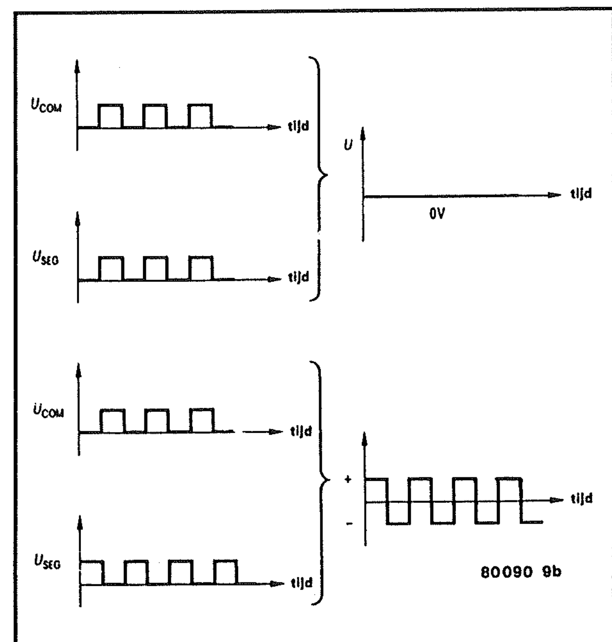
In vele IC's die ontwikkeld zijn voor het rechtstreeks aansturen van LCD's zijn deze poorten in het IC geïntegreerd. Moet men zélf een dergelijke schakeling samenstellen dan kan men bijvoorbeeld gebruik maken van CD4030 of CD4070 IC's uit de CMOS-serie.

De werking van de schakeling volgt uit de grafieken van figuur 3/3.17-31.

Afhankelijk van het logische signaal op de ingangen van de poorten verschijnt het blokgolfsignaal wel of niet geïnverteerd op de uitgangen van de poorten.
Is een ingang "L", dan zal de EXOR-poort de blokgolf op de tweede ingang niet-geïnverteerd op de uitgang zetten (bovenste figuur).
Zowel de voorste als de achterste elektrode van het LCD-segment worden dan gestuurd met identieke spanningen, zodat er geen spanning over het segment staat. Het segment wordt dus niet geactiveerd.
Is een ingang "H", dan zal de EXOR-poort het bloksignaal inverteren (onderste figuur).
Het gevolg is dat de voorste elektrode van het segment in tegenfase wordt gestuurd ten opzichte van de back-plane.
Over het segment staat een wisselspanning, waarvan de top-tot-top waarde gelijk is aan U_b.

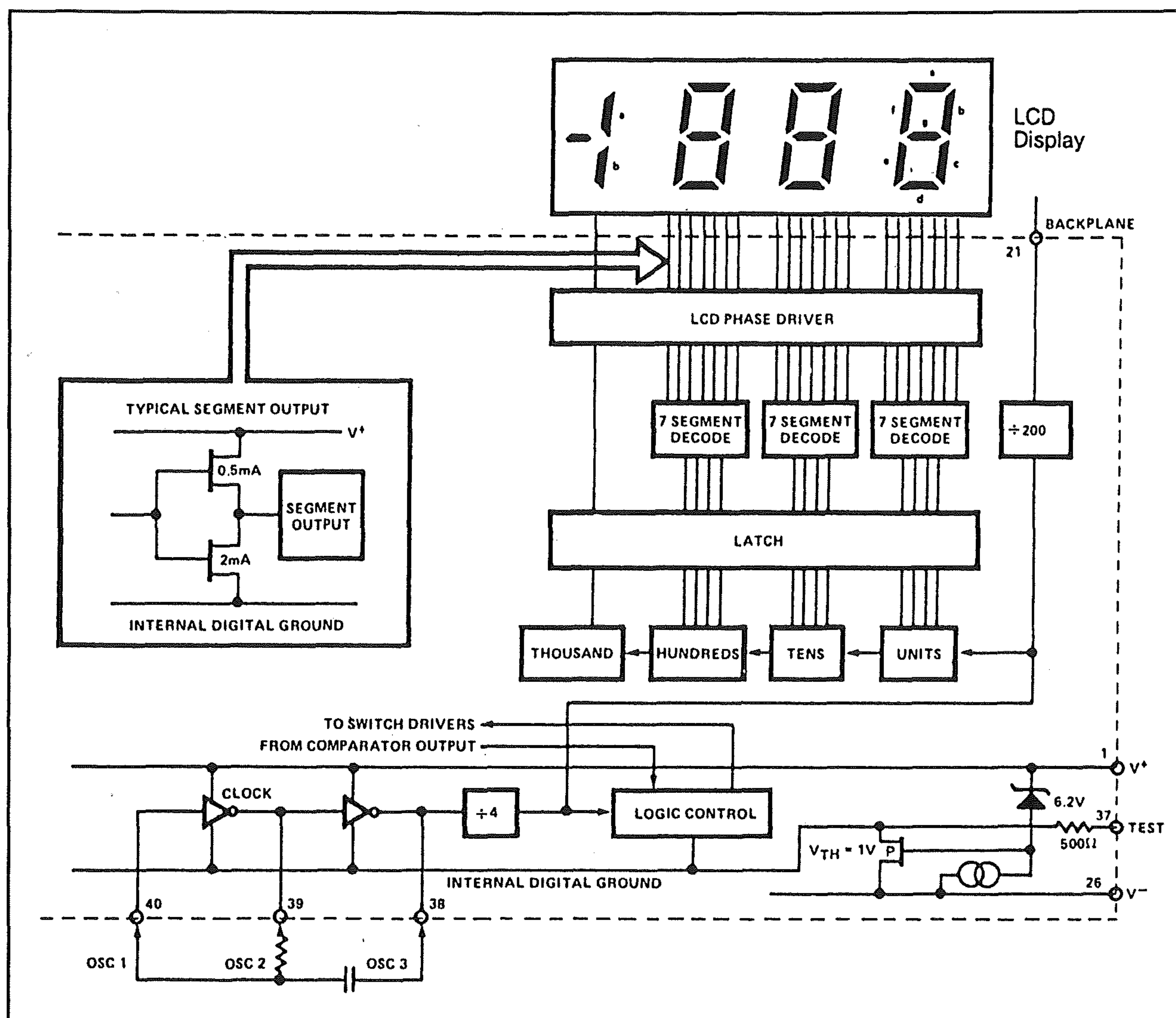


Figuur 3/3.17-30: De statische aansturing van zeven-segment LCD's.



Figuur 3/3.17-31: De werking van de statische sturing van zeven-segment LCD's.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



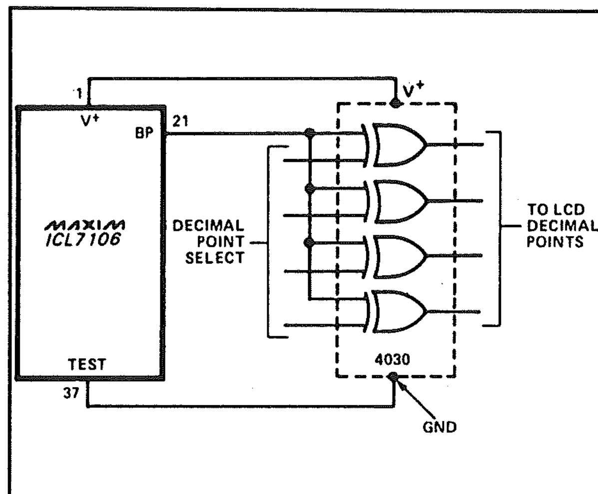
Figuur 3/3.17-32: Het interne blokschema van de ICL7106, een IC met geïntegreerde LCD-driver.

Een bekend IC dat van dit principe gebruik maakt is de ICL7106, een drie-en-half decade digitale voltmeter met LCD-uitlezing. Zoals uit het intern blokschema van figuur 3/3.17-32 blijkt wordt de backplane van het volledige display via een 200-deler gestuurd uit de klokgenerator van de chip. Op deze manier wordt de blokgolf opgewekt voor het sturen van het LCD. De segmentuitgangen (zie kadertje) hebben de reeds besproken complementaire structuur.

Het zal nu ook wel duidelijk zijn waarom de fabrikanten van de ICL7106 het schema van figuur 3/3.17-33 opgeven voor het sturen van de decimale punten van het display.

Er is een viervoudige EXOR nodig, het BP-signaal uit het IC stuurt één ingang van iedere poort, de overige ingangen kunnen naar de bereikenomschakelaar gaan en daar met "L" of "H" verbonden worden.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



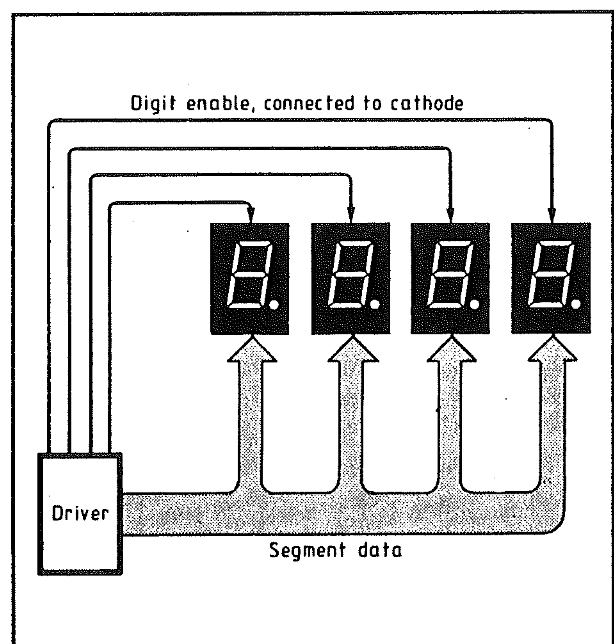
Figuur 3/3.17-33: Het schema waarmee men de decimale punten van het LCD uit de ICL7106 kan aansturen.

Multiplex-besturing van LCD's
Liquid crystal display's hebben een aantal eigenschappen waardoor zij niet zo geschikt zijn om door middel van multiplex-systemen aangestuurd te worden. Maar alvorens daar dieper op in te gaan is het misschien voor de volledigheid goed eerst even het begrip "multiplexing" toe te lichten.

Stel dat men een systeem heeft dat vier zeven-segment display's moet aansturen. Als men deze display's statisch zou aansturen dan zouden er niet minder dan 8 x 4 = 32 verbindingen tussen de uitlezing en het systeem noodzakelijk zijn. Ieder display heeft immers zeven segmenten en een decimale punt. Alle CA's of CC's kunnen rechtstreeks met de voeding of de massa verbonden worden. Voor een frequentiemeter met een uitlezing tot acht decaden zouden er dan zelfs 8 x 8 = 64 verbindingen noodzakelijk zijn!

Dat is natuurlijk zeer onpraktisch en vandaar dat men een systeem heeft ontwikkeld, multiplexing genoemd, dat zeker bij LED-display's een zeer elegante oplossing voor dit probleem biedt.

In figuur 3/3.17-34 is het principe van multiplexing getekend. De CA's of CC's gaan nu niet rechtstreeks naar de voeding, maar via afzonderlijke lijnen naar het systeem. Alle identieke segmenten van alle display's hangen aan elkaar en gaan ook naar het systeem. Men heeft dan slechts 4 + 8 = 12 verbindingen nodig.
De CA- of CC-lijnen worden een na een actief gemaakt.
Op het moment dat de lijn van het linkse segment actief is worden op de segmentlijnen spanningen gezet die de segmenten die bij dit display moeten oplichten doen branden. Even later wordt de volgende CA- of CC-lijn geactiveerd en verschijnen op de segmentlijnen de noodzakelijke spanningen om de segmenten van dat display aan te sturen.



Figuur 3/3.17-34: Het principe van een gemultiplexte uitlezing.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

Deze multiplex-besturing is dynamisch, dat wil zeggen dat er op alle lijnen tussen systeem en display onregelmatige pulspatronen verschijnen en geen statische gelijkspanningen.

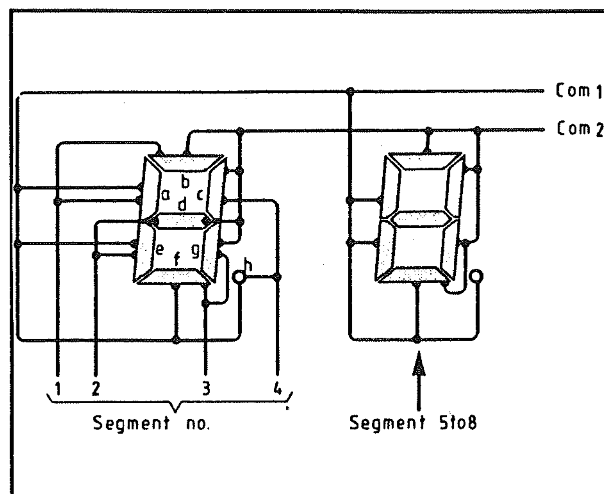
Het nadeel is dat de segmenten niet constant gestuurd worden. Bij het getekende voorbeeld met vier display's zullen alle segmenten die aan staan slechts gedurende 1/4 van de tijd stroom ontvangen. Bij LED's is dat geen probleem, omdat deze onderdelen grote piekstromen kunnen verdragen en er een zo goed als lineair verband bestaat tussen stroom en helderheid. Men stuurt dus grote, korte piekstromen door de segmenten, deze lichten even fel op en door de snelheid van het gehele systeem vloeien deze korte lichtflitsen voor het menselijke oog over in een normale, flikkervrije helderheid. Het is bij LED's zelfs geen probleem om te werken met een aan/uit verhouding van 1/12! Men kan dus zonder meer 12 zevensegment display's op de besproken manier aansturen, waarbij ieder geactiveerd segment gedurende 1/12 van de syclustijd een zeer grote piekstroom te verwerken krijgt.

Nu terug naar de eigenschappen van LCD's die deze onderdelen niet zo geschikt maken voor multiplexing.
Liquid crystal display's hebben geen lineair verband tussen stroom en kontrast. Men kan dus niet kortstondig oversturen om het kontrast te vergroten. In de praktijk komt dit er op neer dat men de aan/uit verhouding bij het aansturen van een segment niet groter kan maken dan maximaal 1/4.
Bovendien is de kontrastkurve temperatuurafhankelijk, waardoor het gemiddelde kontrast van een gemultiplexte LCD afhankelijk wordt van de bedrijfstemperatuur van het systeem.
Gelukkig hebben LCD's één eigenschap die van pas komt bij het multiplexen. Als de gemiddelde spanning over een segment kleiner is dan 1/3 van de maximale kontrast waarde, dan blijft het segment gedoofd.

Van deze eigenschap wordt gebruik gemaakt bij het multiplexen van LCD's. Op de back-plane's en de segment lijnen worden ingewikkelde pulsvormige spanningen gezet die verschillende (in ieder geval meer dan twee) spanningsniveaus kunnen aannemen.
Deze pulspatronen hebben een dusdanige onderlinge tijdrelatie dat zij bij elkaar opgeteld worden als een segment ingeschakeld moet worden en van elkaar afgetrokken worden als een segment uitgeschakeld moet blijven.
Over de twee elektroden van een uitgeschakeld segment staat dan een ingewikkeld pulspatroon waarvan de gemiddelde spanningsinhoud kleiner is dan de 1/3 drempelwaarde in de kontrastkurve. Over de twee elektroden van een ingeschakeld segment staat dan een ingewikkkeld pulspatroon waarvan de gemiddelde waarde zo groot is dat het kontrast bijna maximaal is.

Er bestaan in de praktijk drie multiplexsystemen voor LCD's:
- de 1/2-sturing, waarbij gewerkt wordt met twee back-planes en de geactiveerde segmenten in een aan/uit verhouding van 1/2 worden gestuurd;
- de 1/3-sturing, waarbij met drie back-planes wordt gewerkt en uiteraard een aan/uit verhouding van 1/3;
- de 1/4-sturing met vier back-planes en 1/4 stuurverhouding.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



Figuur 3/3.17-35: De verdeling van de segmenten tussen de twee back-planes en de segmentlijnen bij het 1/2-multiplexen.

Het 1/2 multiplexen van LCD's

Een typische 1/2-structuur is getekend in figuur 3/3.17-35.

Er zijn twee back-planes aanwezig en vier segmentlijnen. Dat betekent dus toch al een aanzienlijke besparing op het aantal verbindingen tussen het systeem en de uitlezing.

Aan de hand van het getekende voorbeeld worden de segmenten a en b van het linker display aan een nadere beschouwing onderworpen. Beide segmenten zijn aangesloten op de segmentlijn 1. Segment a heeft achter zich back-plane COM1, segment b back-plane COM2. Als voorbeeld wordt de situatie behandeld waarbij segment a moet "oplichten" en segment b "gedoofd" moet blijven.

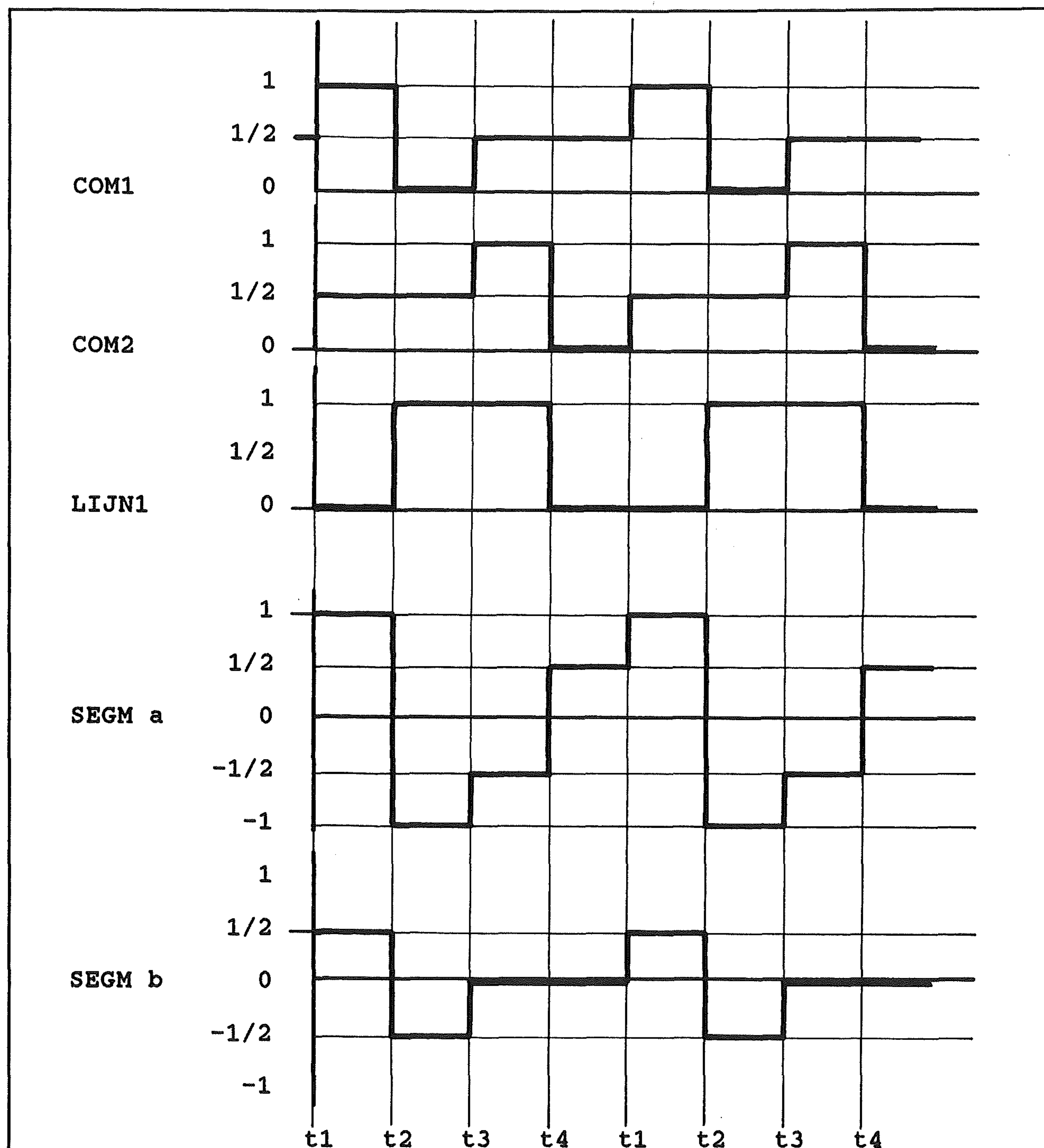
De spanningen die daarvoor nodig zijn op de twee back-plane lijnen en de segmentlijn nummer 1 zijn getekend in figuur 3/3.17-36.

De twee back-plane signalen worden gestuurd met pulstreinen die drie spanningsniveaus kennen. Naast "0", het massa-potentiaal en "1", de voedingsspanning, is er nog een niveau "1/2" dat gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Segmentlijn 1 wordt gestuurd met een pulsvormige spanning die schommelt tussen "0" en "1". In dit geval is daar dus geen derde niveau voor nodig, maar dat is toevallig. In de meeste gevallen zullen ook de segmentlijn signalen drie niveaus kennen.

Onder de drie lijnspanningen zijn twee grafieken getekend die het spanningsverschil geven tussen de elektroden van de segmenten a en b. Deze spanningen kan men eenvoudig uit de grafieken afleiden. Het volstaat voor ieder tijdstip de spanning op COM1 en deze op LIJN1 bij elkaar op te tellen of van elkaar af te trekken (segment a) of de spanning op COM2 en deze op LIJN1 bij elkaar op te tellen of van elkaar af te trekken (segment b).

Als voorbeeld wordt de spanning over de elektroden van segment a behandeld. Op tijdstip t1 is COM1 "1" en LIJN1 "0". Het zal duidelijk zijn dat het spanningsverschil dat over segment a staat dan gelijk is aan "+1". Op tijdstip b gaat COM1 naar "0" en LIJN1 naar "1".
Dat is de omgekeerde situatie, zodat het logisch is dat de spanning over segment a van polariteit wisselt, deze wordt dus gelijk aan "-1". Op tijdstip t3 wordt COM1 "1/2" en LIJN1 blijft "1". De spanning over segment a wordt dus gelijk aan "-1/2". Op tijdstip t4 is COM1 gelijk aan "1/2" en LIJN1 gelijk aan "0".
De spanning over segment a wordt nu dus "+1/2".

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



Figuur 3/3.17-36: De spanningsvormen van de pulsen op de verschillende lijnen voor het aansturen van segment a en het gedoofd houden van segment b.

De spanning over segment a heeft dus een tamelijk grote gemiddelde waarde, in ieder geval groot genoeg om het segment aan te sturen met bijna maximaal kontrast.

Werkt men op dezelfde manier de spanning over segment b uit, dan zal men

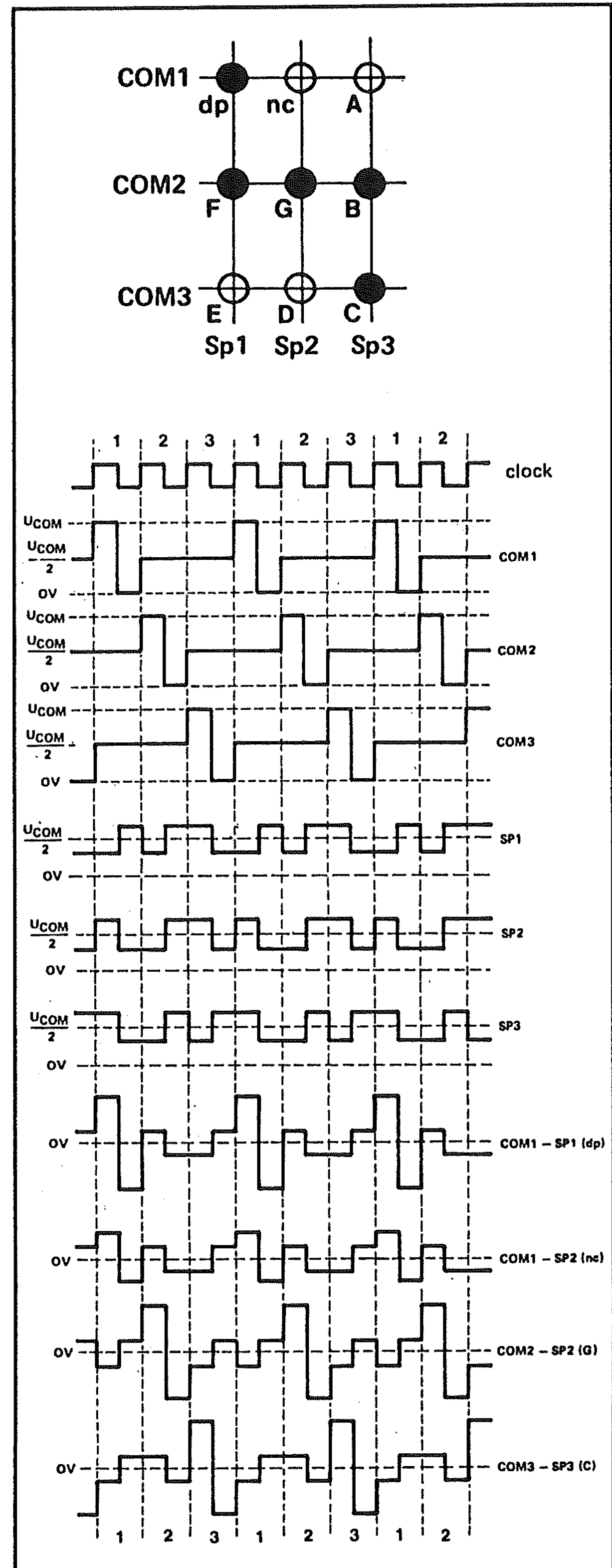
3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

vaststellen dat deze spanning maximaal gelijk is aan +/-"1/2". De gemiddelde waarde ligt dus onder de kontrastdrempel van 1/3, dit segment zal niet gestuurd worden.

Het zal duidelijk zijn dat de pulsvormen op de COM- en LIJN-lijnen absoluut niet willekeurig zijn. Men moet niet alleen rekening houden met de 1/3 drempel voor de niet aan te sturen segmenten. Wat de zaak nog ingewikkelder maakt is dat de spanningen over de segmenten volkomen symmetrisch moet zijn! Is dat niet het geval dan ontstaat er een gelijkspanning over het segment en zal dit na enige tijd beschadigen. Uit de grafieken blijkt dat ook aan deze laatste voorwaarde wordt voldaan. De spanningen over de segmenten a en b zijn weliswaar vreemd gevormd, maar de oppervlakte boven en onder de nullijn is gelijk. De spanningen zijn dus zuivere wisselspanningen zonder gelijkspannings-component.

Het 1/3 multiplexen van LCD's

Op dezelfde manier kan men uitlezingen die uit meer dan twee display's bestaan gemultiplexed aansturen volgens het 1/3-systeem. Ieder LCD heeft dan drie backplanes en de voorste elektroden van de segmenten zijn verbonden met drie lijnen. Het zou te ver voeren om dit systeem even uitvoerig te behandelen als het 1/2-systeem. Het principe is bekend, dus kan men aan de hand van figuur 3/3.17-37 de sturing zélf gedetailleerd onderzoeken (in de veronderstelling dat men daar behoefte aan heeft). In de tekening is aangegeven wat voor pulsvormen er op de back-planes COM1, COM2 en COM3 en op de drie segmentlijnen Sp1, Sp2 en Sp3 moeten worden aangelegd om het cijfer 4 en de decimale punt te laten "oplichten".

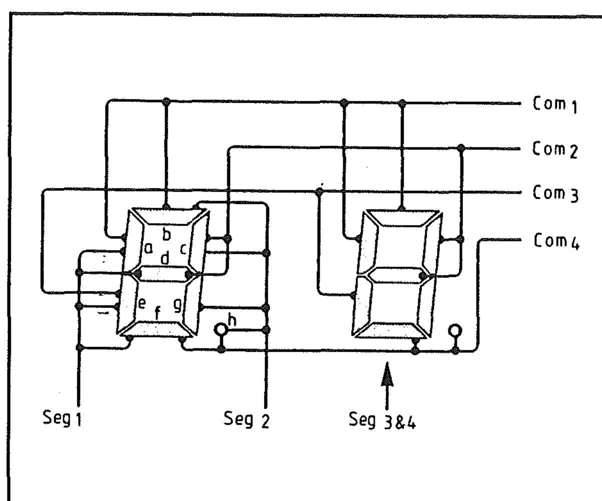


Figuur 3/3.17-37: Een voorbeeld van de 1/3 dynamische besturing van LCD's.

3.17 Liquid Crystal Display's (LCD'S)

Merk op dat er nu veel meer spanningsniveaus noodzakelijk zijn. Naast "0", "1/2" en "1" zijn nog twee niveaus nodig, die ergens tussen de "1" en de "1/2" in liggen.

Het 1/4 multiplexen van LCD's
Bij dit systeem wordt, zie figuur 3/3.17-38, gebruik gemaakt van vier back-planes en slechts twee segment-lijnen. Dit systeem is dus ideaal voor het aansturen van multidigit uitlezingen.



Figuur 3/3.17-38: Bij het 1/4-systeem wordt gebruik gemaakt van vier backplanes en slechts twee segmentlijnen.

Ook nu wordt het systeem niet verder verklaard, het principe is hetzelfde als dat gebruikt wordt bij het 1/2 systeem. Zuiver ter toelichting en om aan te geven hoe ingewikkeld de stuursignalen worden zijn deze in figuur 3/3.17-39 getekend voor een bepaalde cijferindicatie.

Het genereren van de stuursignalen
Het zal duidelijk zijn dat de signalen die nodig zijn voor het in multiplex aansturen van LCD's te ingewikkeld zijn om deze zélf te genereren. Er bestaan daarvoor speciale IC's. In de meeste gevallen werken deze schakelingen met schuifregisters waarvan de uitgangen EXOR-poorten sturen. De tweede ingang van deze poorten wordt gestuurd uit het kloksignaal. De uitgangen van het schuifregister bepalen de status van de poort, namelijk het al dan niet inverteren van het kloksignaal. De uitgangen van de poorten worden aangesloten op elektronische CMOS-schakelaars, die gevoed worden uit een referentieschakeling die de diverse spanningsniveaus opwekt.

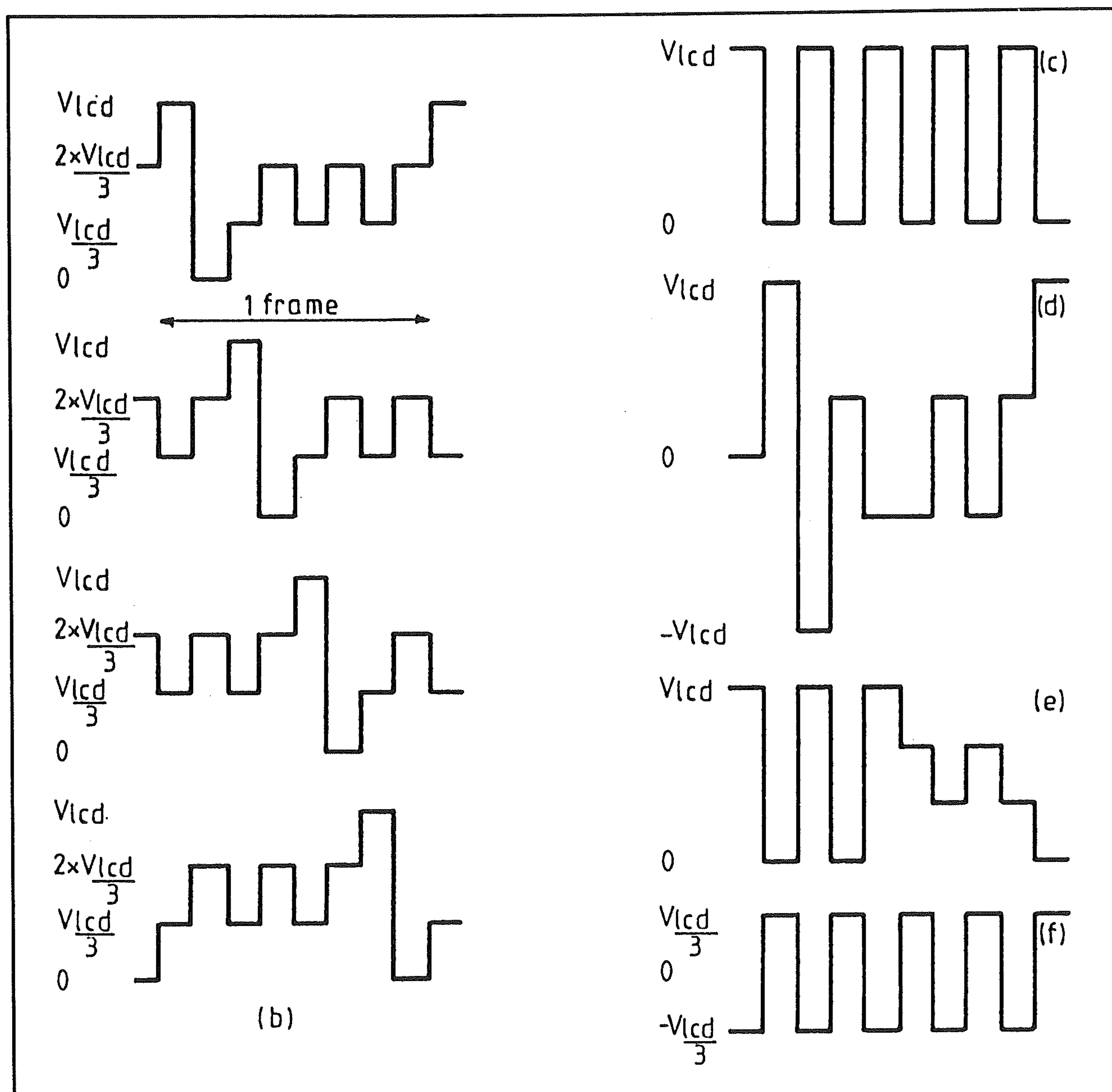
Voor de verhouding tussen deze verschillende spanningsniveaus bestaat een optimale waarde die gegeven wordt door de formule:

$$U_{optimaal} = \sqrt{n}$$

waarbij n het aantal multiplexstappen voorstelt.
Voor een 1/3-systeem wordt deze verhouding dus gelijk aan de vierkantswortel uit drie, ofwel 1,73.

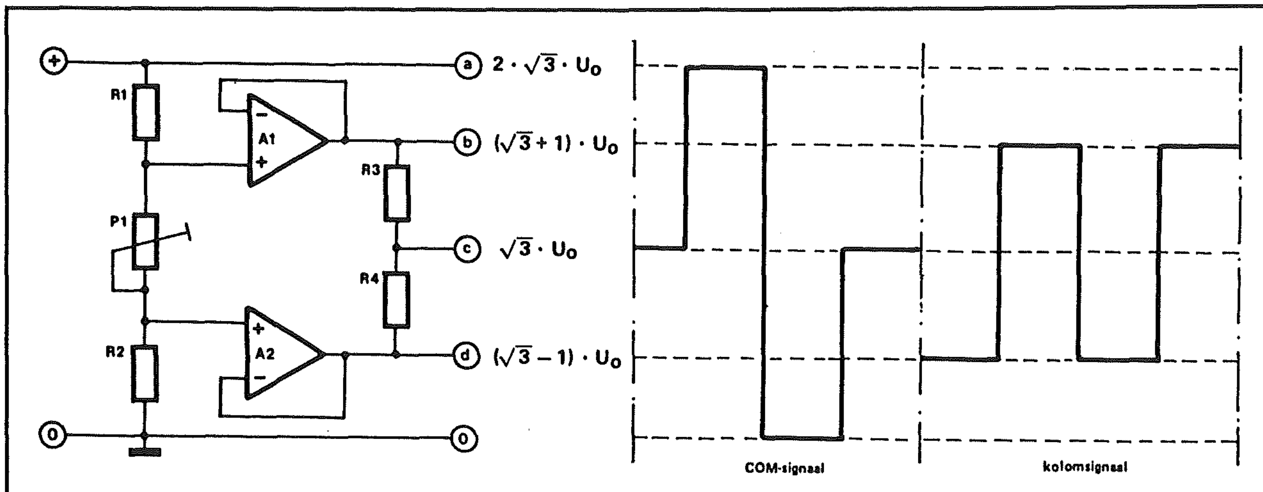
In figuur 3/3.17-40 is getekend hoe men deze verhouding moet interpreteren en hoe de verschillende spanningen met behulp van één operationele versterker kunnen gegenereerd worden uit de voedingsspanning van het systeem.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)



Figuur 3/3.17-39: De stuursignalen die nodig zijn om het 1/4-multiplexen te laten werken.

3.17 Liquid Crystal Display's '(LCD'S)

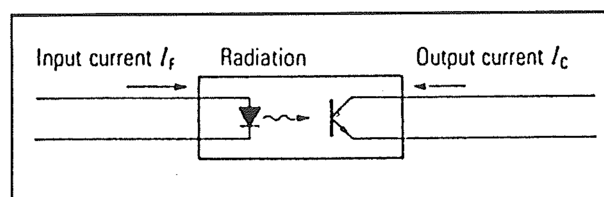


Figuur 3/3.17-40: De verhouding tussen de verschillende spanningsniveaus bij een 1/3-systeem en de manier waarop deze spanningen opgewekt kunnen worden.

3/3.18
Optische koppelaars

Inleiding

Galvanische scheiding
Optische koppelaars worden veelvuldig toegepast in moderne elektronische schakelingen en zijn daardoor bijna overal in het dagelijks leven te vinden. Optische koppelaars (ook wel opto-couplers of opto-isolators genoemd) dienen voor de overdracht van elektrische signalen in systemen waarbij een galvanische scheiding tussen signaalbron en ontvanger noodzakelijk is. Dit is bijvoorbeeld nuttig ter vermijding van aardlussen of wanneer een groot spanningsverschil tussen twee schakelingen bestaat.
Door hun groot frequentiebereik (zij zijn zowel voor gelijkspanning als voor vrij hoge frequenties bruikbaar) en geringe afmetingen worden zij vaak toegepast als vervanger van (signaal)transformatoren.

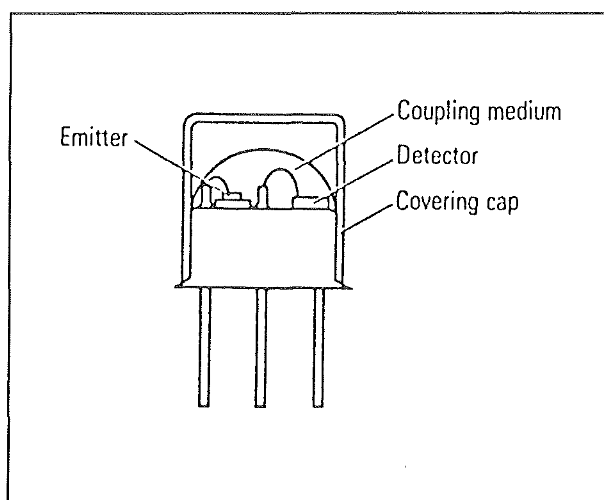


Figuur 3/3.18-1: Overdracht van een elektrisch signaal via een optische koppeling. Er bestaat op deze wijze geen geleidende (galvanische) verbinding tussen in- en uitgangssignaal.

Algemene principes
De informatieoverdracht bij optische koppelaars gebeurt via een optische weg (zie figuur 3/3.18-1). Het elektrische signaal wordt aan de zendzijde omgezet in een optisch signaal (licht). Hiervoor wordt meestal een LED (licht-emitterende diode) gebruikt die infrarood licht uitstraalt. Bij wisselspanning worden twee anti-parallel geschakelde LED's toegepast. De ontvanger kan een fototransistor (lichtgevoelige transistor), -darlington, -diode, -FET, -triac, -thyristor of een complete geïntegreerde detector zijn die het optische signaal weer omzet in een elektrisch.
Wordt voor de zenddiode een Gallium-Arsenide (GaAs) diode gebruikt dan zal deze, wanneer er stroom in doorlaatrichting doorheen gaat, infrarood licht met een golflengte van circa 950 nm uitstralen. Dit (voor het oog onzichtbare) licht wordt via een lichtgeleidend medium naar de detector gestuurd die dan, afhankelijk van de intensiteit (primaire stroomsterkte) een uitgangsstroom opwekt.

Soorten
Er zijn in principe twee manieren om het optische signaal over te brengen: door reflectie en door directe straling.
– Reflectie
  In figuur 3/3.18-2 is geschetst hoe een opto-koppelaar met metalen behuizing (bijvoorbeeld CNY18) is opgebouwd.

De infrarode straling van de diode bereikt de fototransistor niet direct, maar pas na reflectie tegen het oppervlak van het koppelmedium en gedeeltelijk ook via de binnenzijde van de behuizing. Door de geringe afmetingen zijn de isolatieafstanden zo kort dat de isolatiespanning meestal slechts 500 V bedraagt.

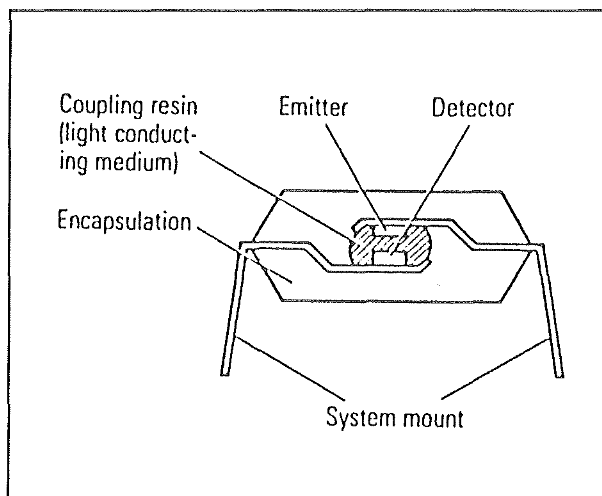


Figuur 3/3.18-2: Opbouw van een opto-koppelaar in metalen behuizing die werkt volgens het reflectieprincipe.

- Directe straling

  In figuur 3/3.18-3 wordt de modernere opbouw in een zogenaamde DIL-behuizing getoond (bijvoorbeeld een SFH600). Hierbij straalt het uit de diode afkomstige infrarode licht via een lichtgeleidend medium (kunsthars) direct op de fototransistor. Op deze wijze kunnen sterke koppelingen (grote CTR = Current Transfer Ratio = I_C/I_F) worden gerealiseerd. De isolatiespanning bedraagt dan meestal enkele kV.

  Bij opto-koppelaars voor hoogspanning wordt eenvoudig de afstand tussen de LED en de detector vergroot (bijvoorbeeld CNW82 en CNX21).



Figuur 3/3.18-3: Een opto-koppelaar in een DIL-behuizing die werkt volgens het principe van de directe straling.

Specificaties van optische koppelaars

Isolatie-karakteristieken

Opto-koppelaars worden meestal gebruikt om twee schakelingen, die zich vaak op verschillende potentialen bevinden, galvanisch van elkaar te scheiden. Hoe groot het potentiaalverschil is dat op grond van internationale voorschriften veilig gescheiden kan worden, hangt niet alleen af van de eigenschappen van de koppelaar, maar ook van het type schakeling en de omgevingscondities tijdens bedrijf.

Bekende algemeen toegepaste voorschriften zijn onder andere UL, BSI, VDE, NORDIC en DEMKO.

Isolatieweerstand

Dit is de gelijkstroomweerstand tussen de ingang en de uitgang van de opto-koppelaar.

3.18 Optische koppelaars

De waarde hiervan is minstens 10^{11} Ω, waardoor die groter is dan in de meeste gevallen, bijvoorbeeld bij montage op een printkaart, kan worden bereikt. Bij de keuze en de produktie van printkaarten moet men zodoende beseffen dat er, vooral als grote potentiaalverschillen overbrugd worden, stromen in het nA-gebied kunnen optreden die de werking van de schakeling beïnvloeden.
Remedies hiertegen zijn bijvoorbeeld een sleuf in de printkaart of een met aarde verbonden geleider tussen de in- en uitgang.

Isolatie-capaciteit (koppel-capaciteit)
Afhankelijk van het ontwerp vormen de ondergrond van het systeem, de emitterende diode en de fototransistor samen een capaciteit (condensator).
De totale waarde hiervan kan liggen tussen 0,3 en 2 pF en wordt gemeten met kortgesloten in- en uitgangen.
Snelle veranderingen van de hoge spanning (500 V/µs) tussen ingang en uitgang van de koppelaar worden door deze koppelcapaciteit overgedragen, waardoor (vooral via de basis) een fout in de schakeling kan optreden.

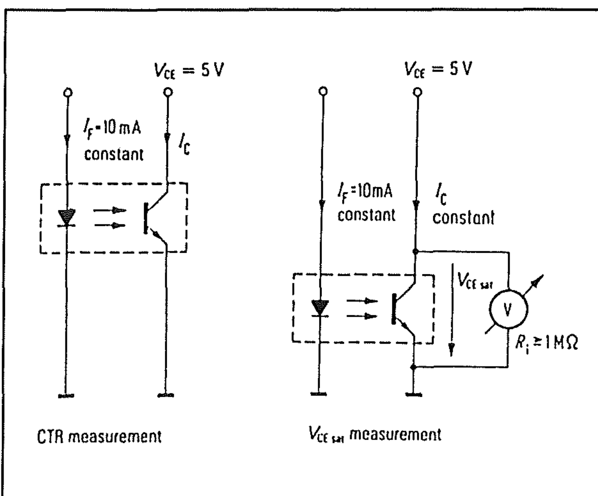
Isolatiespanning
De isolatie testspanning is de maximaal toelaatbare spanning die kortstondig (bijvoorbeeld in de vorm van inductieve spanningspieken) tussen in- en uitgang van de opto-koppelaar mag staan.
Met de bedrijfsspanning (rated isolation voltage) wordt de maximale isolatiespanning aangeduid die continu op de koppelaar mag staan.
De maximale toegelaten isolatiespanning is sterk afhankelijk van de lucht- en kruipafstanden die bij het ontwerp zijn gebruikt.

Basis-aansluiting
Bij opto-koppelaars in een DIL-behuizing waarbij een fototransistor als detector wordt gebruikt, wordt de basis-aansluiting hiervan meestal naar buiten uitgevoerd. Het is daardoor mogelijk de transistor ook voor normale functies te gebruiken. Een deel van de collector-basisstroom kan bijvoorbeeld worden afgeleid door een weerstand tussen basis en emitter op te nemen. Op deze wijze wordt de grensfrequentie verhoogd, hetgeen ten koste gaat van een verminderde koppelfactor en een sterke verlaging van de collector-emitter sperstroom. Dit is vooral gunstig bij hoge temperaturen.
Ook is het mogelijk de schakeling als diode-koppelaar toe te passen door alleen de basis-collector diode als fotodiode te gebruiken. Hierbij wordt de emitter dan niet aangesloten. Een diode-koppelaar heeft kortere schakeltijden en een kleinere koppelfactor.

Veldeffect, het gedrag in elektrische velden
Bij opto-koppelaars wordt met veldeffect bedoeld de langzame verandering van de elektrische parameters (vooral van transistoren) wanneer gedurende langere tijd (enkele dagen) een spanning tussen ingang en uitgang wordt gehandhaafd. Dit proces treedt vooral sterk op bij een hoge temperatuur (100 °C) en een hoge gelijkspanning (1 kV). De veranderingen van de parameters van een silicium fototransistor kunnen ontstaan door vrijkomende ladingsdragers. Een sterk elektrisch veld kan daardoor een identiek effect veroorzaken als bij een MOS transistor (inversie aan de oppervlakte). Dit kan veranderende versterking, sperstroom en sperspanning veroorzaken, waarbij de richting van het veld een beslissende factor is.

Stroomoverdrachtsverhouding CTR

Naast de bestandheid tegen hoogspanningen is de stroomoverdrachtsverhouding (koppelfactor, Current Transfer Ratio CTR) een essentieel kenmerk van opto-koppelaars. De stroomoverdracht komt overeen met de β (stroomversterking) van een gewone transistor en kan op dezelfde manier worden gemeten. In dit geval wordt echter niet de basis maar de anode en kathode van de zenddiode aangesloten (zie de figuren 3/3.18-4a en -b).



Figuur 3/3.18-4: Links: meting van de stroomoverdrachtsverhouding (CTR), rechts: bepaling van V_{CEsat}.

De stroomoverdrachtsverhouding wordt aangegeven in procenten (bijvoorbeeld $I_C/I_F = 100\ \%$). Bij sommige merken worden de opto-koppelaars naar CTR gerangschikt. De CTR wordt gewoonlijk opgegeven bij $I_F = 10$ mA en $V_{CE} = 5$ V

De koppelfactor is afhankelijk van het uitstralende vermogen van de emitterende diode, de kwaliteit van de lichtoverdracht en de gevoeligheid en versterking van de transistor. Voor het gebruik met logische schakelingen is behalve de CTR de verzadigingsspanning van de fototransistor (V_{CEsat}) van belang.

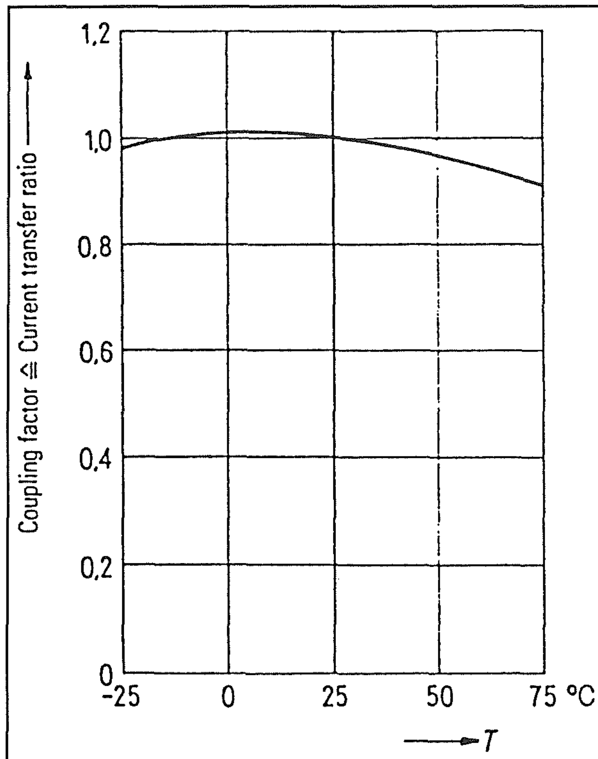
Lineariteit

De stralingsenergie van licht emitterende dioden is niet evenredig met de stroomsterkte: bij grotere stromen neemt de lichtopbrengst "overproportioneel" toe. Bovendien wordt ook de versterking van de fototransistor groter bij toenemende stroom. De koppelfactor CTR neemt dus sterker dan lineair toe bij grotere ingangsstroom. Als vuistregel geldt dat een toename van 1 mA tot 10 mA van de diodestroom een 2- tot 3-voudige verhoging van de CTR tot gevolg heeft.

Invloed van de temperatuur

Het temperatuurgedrag van de koppelaar wordt bepaald door de verschillende temperatuurkarakteristieken van de LED en de fototransistor. Terwijl de stralingsenergie van de diode afneemt bij hogere temperaturen wordt de fotostroom van een fotodiode of de collectorstroom van een fototransistor juist groter.
Door een infrarood zenddiode en een fototransistor in één behuizing onder te brengen ontstaat een min of meer temperatuurstabiele component, doordat de temperatuurkarakteristieken van beide elementen elkaar dan compenseren.
Tussen 0 en 50 °C vertoont de CTR een vlak maximum ($I_F = 10$ mA, $V_{CE} = 5$ V). De CTR neemt bij hogere temperaturen af en blijft bij lagere temperaturen nagenoeg constant.
Bij kleine stroomsterkten ($I_F = 1$ mA, $V_{CE} = 5$ V) heeft de negatieve temperatuurscoëfficiënt van de diode de overhand, zodat het maximum van de CTR dan naar de lagere temperaturen verschuift. In figuur 3/3.18-8 is de CTR als functie van de temperatuur uitgezet voor

het normale werkgebied (10 mA, 5 V). Men ziet dat de CTR bij kamertemperatuur vrijwel constant is.



Figuur 3/3.18-5: De koppelfactor CTR als functie van de temperatuur.

Veroudering (degradatie)

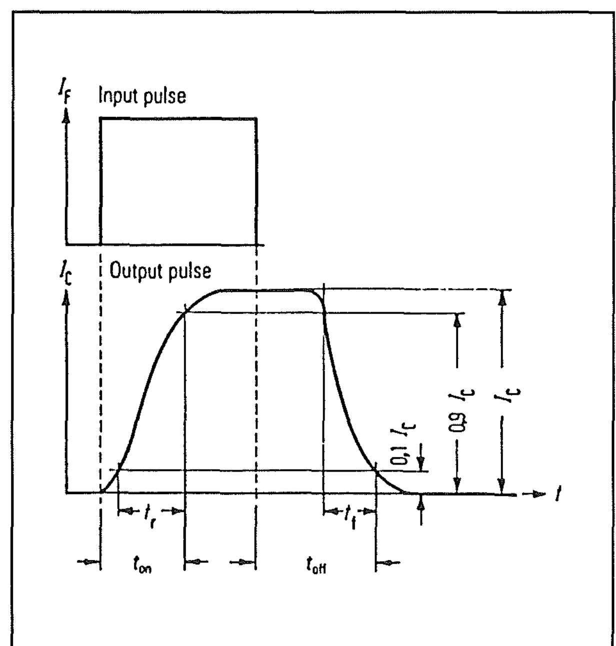
Wanneer een LED langdurig in bedrijf is, neemt de stralingsenergie als gevolg van veroudering merkbaar af. Bij opto-koppelaars heeft dat een verminderde koppelfactor CTR tot gevolg.

Vooral wanneer opto-koppelaars worden gebruikt voor de overdracht van signalen op logisch niveau, bijvoorbeeld als galvanische scheiding tussen een microcomputer en zijn omgeving (I/O-kaarten, converters en dergelijke), kan het gebeuren dat er na enige tijd fouten optreden. Een aanwijsbare oorzaak is dan vaak de veroudering van een of meer opto-koppelaars. Bij het ontwerpen van schakelingen moet daarom al rekening worden gehouden met een bepaalde mate van veroudering!

Door grote stromen en/of hoge temperaturen wordt de degradatie bespoedigd. Dikwijls kiest men zodoende voor optokoppelaars met een grote CTR (= kleine ingangsstroom). De veroudering kan men vertragen door de ingangs-LED zoveel mogelijk "uit" te laten (kleine "dutycycle": aan/uit-verhouding) en de koppelaar op een zo koel mogelijke plaats te monteren.

Schakeltijden

Opto-koppelaars met een fototransistor als detector hebben schakeltijden van circa 3 µs (t_{on}/t_{of}) in de lineaire mode ($R_L = 75\ \Omega$).



Figuur 3/3.18-6: Definitie van de schakeltijden van een optische koppelaar.

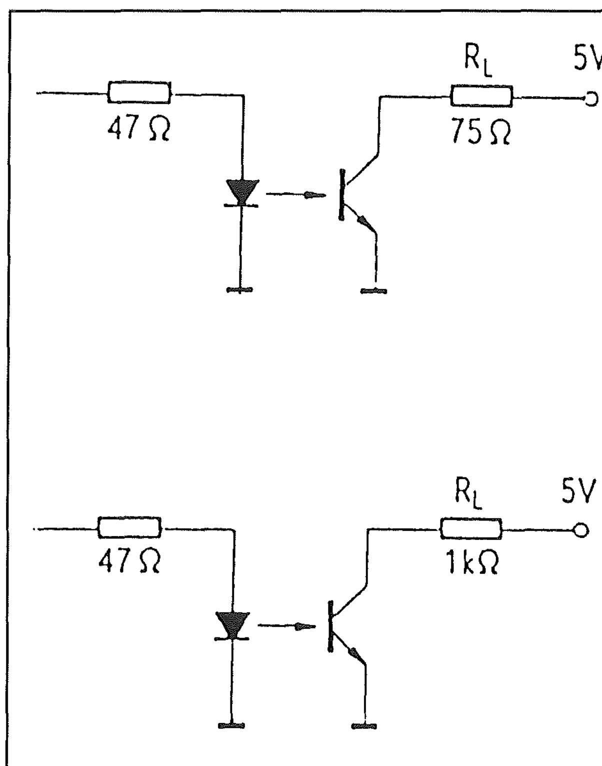
De definitie van de schakeltijden kan afgeleid worden uit figuur 3/3.18-6:

- t_{on}
  Inschakeltijd (turn-on time). De tijd waarin de collectorstroom I_C toeneemt tot 90 % van de maximale waarde na aktivering van I_F.
- t_r
  Stijgtijd (rise time). De tijd waarbinnen de collectorstroom I_C toeneemt van 10 % tot 90 % van zijn eindwaarde.
- t_{off}
  Uitschakeltijd (turn-off time). De tijd waarin de collectorstroom I_C afneemt tot 10 % van de maximale waarde na de-aktivering van I_F.
- t_f
  Afvaltijd (fall time). De tijd waarin de collectorstroom I_C daalt van 90 % tot 10 % van de maximale waarde.

Als de transistor door oversturing wordt verzadigd ($V_{CEsat} \leq 0{,}4$ V) ontstaat een aanmerkelijk langere uitschakeltijd (turn-off tijd) doordat de opslagtijd en afvaltijd sterk toenemen. De schakeltijden worden hoofdzakelijk bepaald door de Miller-capaciteit C_{cb} van de fototransistor en de belastingsweerstand R_L. De schakeltijden van de LED zijn pas merkbaar bij kleine waarden van R_L.

Meestal wordt in de collector- of emitterleiding van de fototransistor een weerstand aangebracht. De spanningsval over deze weerstand is dan het uitgangssignaal.

De tijdconstante van de fototransistor in een opto-koppelaar kan nog iets worden verkleind door een tweede transistor tussen uitgang en belasting op te nemen. Een kortere tijd dan 2 μs is echter niet mogelijk daar de schakeltijd van GaAs-dioden reeds circa 2 μs bedraagt. Wanneer de tweede transistor samen met de fototransistor als darlington wordt geschakeld, ontstaat een fotoversterker met grote gevoeligheid die echter aanmerkelijk trager is dan de fototransistor alleen.



Figuur 3/3.18-7: Boven de verzadigingsmode ($V_{CE} \leq 0{,}4$ V); onder de lineaire mode ($V_{CE} \geq 1$ V).

Principeschakelingen

Inleiding

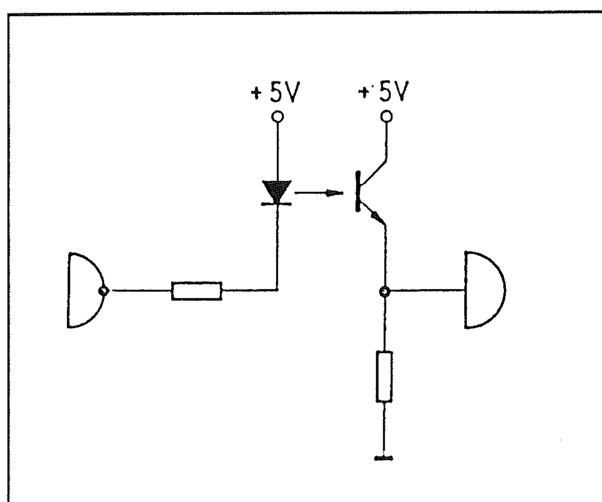
In de volgende paragrafen worden de principiële schakelingen met opto-koppelaars besproken.

Aandrijving vanuit TTL-logica

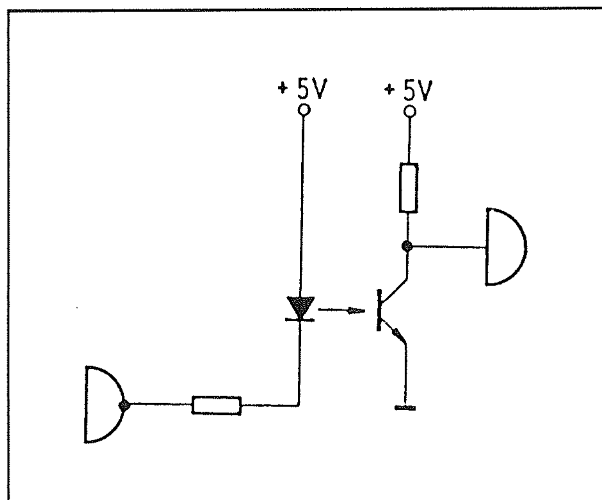
In figuur 3/3.18-8 is een schema getekend, waarbij de LED van de optische koppelaar uit een TTL-poort wordt aangestuurd. De werking van de schakeling is inverterend.

3.18 Optische koppelaars

Om de emitterweerstand niet te klein te hoeven maken moet de poort aan ontvangstzijde een low-power Schottky (LS) component zijn.
In figuur 3/3.18-9 is een niet-inverterende aandrijving vanuit een TTL-poort getekend. Deze manier van schakelen biedt de beste condities aan zowel zendzijde als ontvangstzijde.

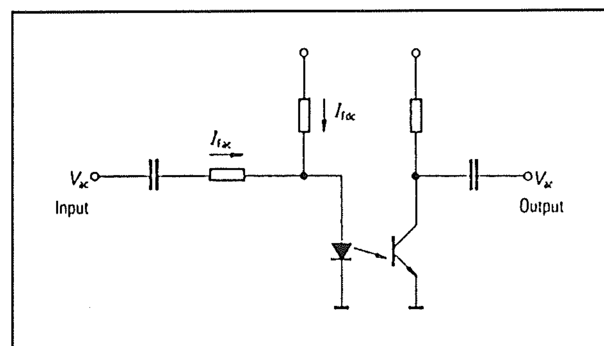


Figuur 3/3.18-8: Aandrijving vanuit TTL, inverterend.



Figuur 3/3.18-9: Aandrijving vanuit TTL, niet-inverterend.

Laagfrequent overdracht
In figuur 3/3.18-10 is het basis-schema gegeven voor LF-overdracht. Om laagfrequente signalen met een zo gering mogelijke vervorming over te dragen moet I_{Fac} vele malen groter zijn dan I_{Fdc}.
Het werkpunt dat met I_{Fdc} wordt ingesteld moet namelijk in het lineaire gebied van de emitterdiode liggen. Karakteristieke waarden daarvoor zijn: I_{Fdc} = 10 mA, I_{Fac} = 1 mA.



Figuur 3/3.18-10: Het gebruik van een optische koppelaar om laagfrequent signalen over te dragen.

De uitvoeringen van opto-koppelaars

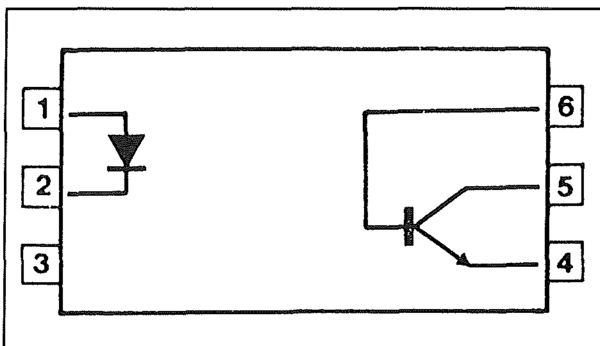
Inleiding
Vroeger bestonden er alleen optische koppelaars die waren opgebouwd uit een LED en een fotogevoelige transistor. Door het toenemend gebruik van deze onderdelen in alle takken van de elektronica zijn fabrikanten op het idee gekomen om meerdere soorten op de markt te brengen. Men kan tegenwoordig geen toepassing meer verzinnen waar geen kant-en-klare optische koppelaar voor te koop is!

3.18 Optische koppelaars

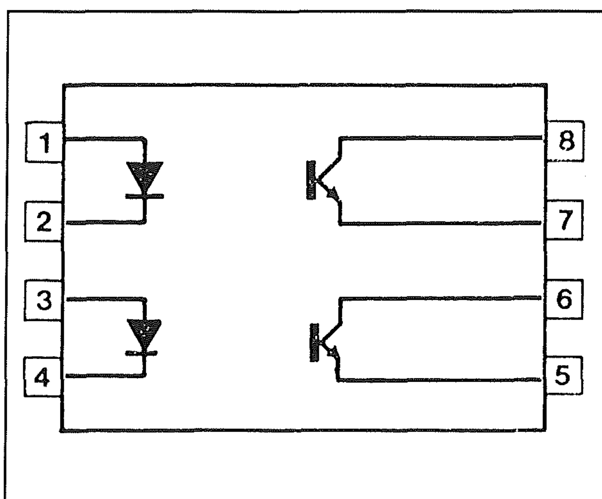
In de volgende paragraafjes worden de verschillende uitvoeringen met hun standaard aansluitingen en behuizingen in het kort besproken.

LED naar transistor

In figuur 3/3.18-11 is de standaard uitvoering van een optische koppelaar getekend. De schakeling is ondergebracht in een DIL-6 behuizing en bevat een LED en een foto-transistor, waarvan ook de basis beschikbaar is.



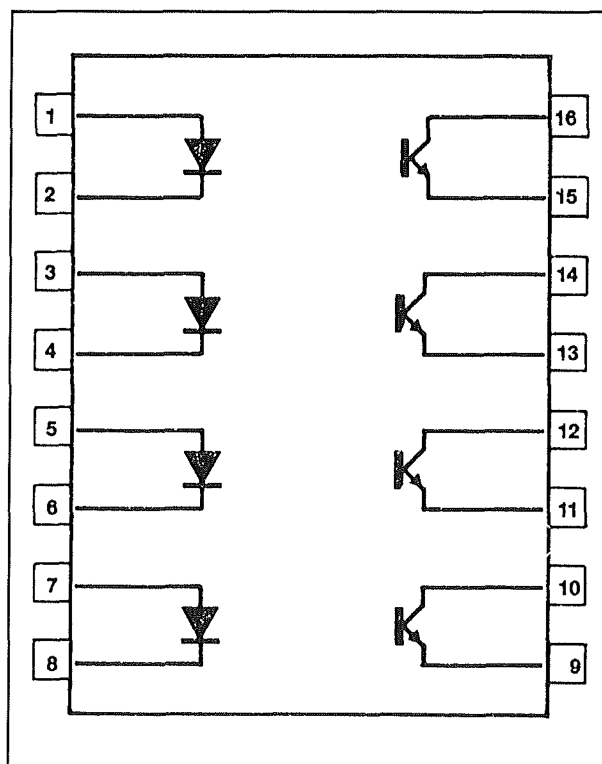
Figuur 3/3.18-11: De standaard uitvoering van een optische koppelaar met LED en foto-transistor.



Figuur 3/3.18-12: Een dubbele uitvoering van de combinatie LED + foto-transistor in DIL-8 behuizing.

Van dit standaard onderdeel zijn diverse meervoudige uitvoeringen in de handel gebracht. Een dubbele uitvoering wordt volgens figuur 3/3.18-12 in DIL-8 in de handel gebracht. Het gevolg is uiteraard wél dat er geen plaats is voor de basisaansluitingen. Maar dat is niet zo'n bezwaar, want deze worden in de meeste gevallen toch niet gebruikt.

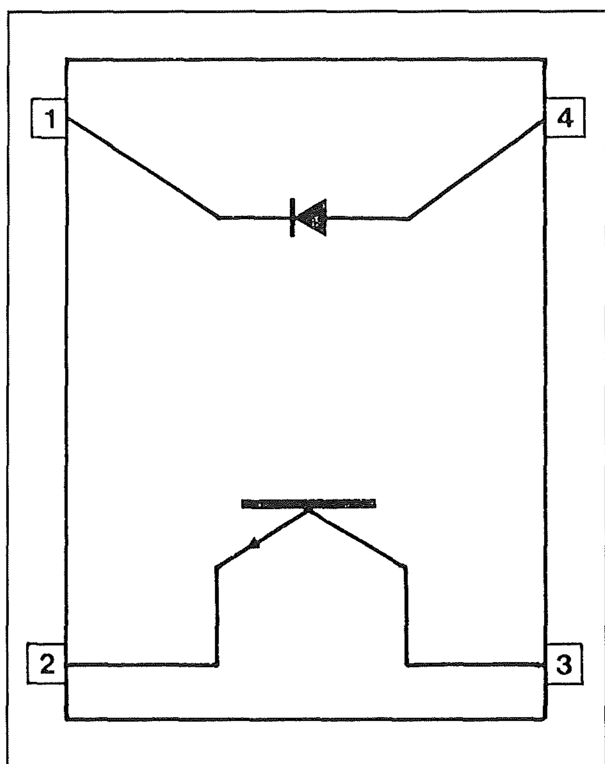
In figuur 3/3.18-13 is de viervoudige uitvoering getekend in DIL-16 behuizing. Er schuilt echter een addertje onder het gras! ***Bij sommige uitvoeringen zijn de anodes en kathodes van de LED's omgewisseld.*** Bovendien zijn er exemplaren in de handel, waarbij de vier LED's om en om zijn geschakeld. Dus vanaf pen 1 tot pen 8: anode1 - kathode1 - kathode2 - anode2 - anode3 - kathode3 - kathode4 - anode4.



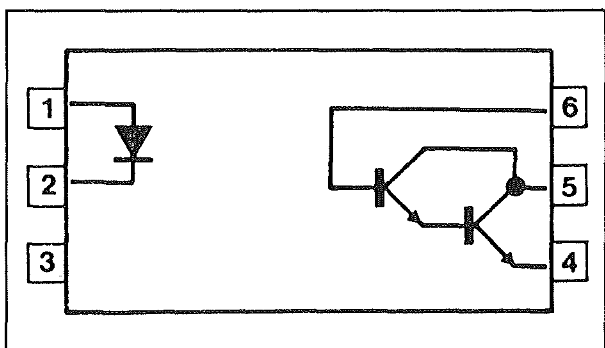
Figuur 3/3.18-13: De viervoudige uitvoering van de combinatie LED + transistor zit in een DIL-16 behuizing.

3.18 Optische koppelaars

Tot slot zijn er nog speciale hoogspannings-uitvoeringen beschikbaar in een speciale behuizing.
Deze behuizing heeft maar vier aansluitingen (figuur 3/3.18-14) en de afstand tussen de pennen 1 + 4 en 2 + 3 is afhankelijk van de isolatiespanning van de koppelaar.



Figuur 3/3.18-14: De hoogspannings-uitvoeringen van de standaard optische koppelaar.



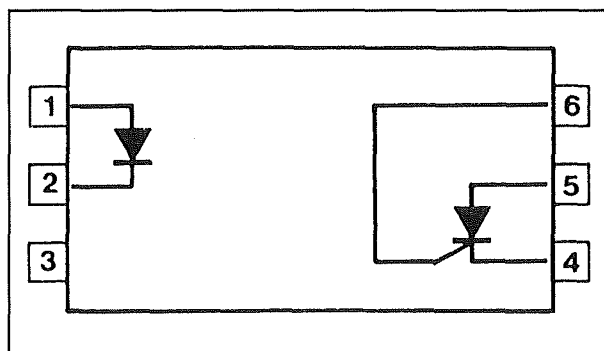
Figuur 3/3.18-15: Een optische koppelaar met een foto-darlington.

Bij sommige optische koppelaars voert men de gevoeligheid op door de transistor te vervangen door een darlington, een combinatie van twee transistoren. Het basisschema van deze onderdelen is getekend in figuur 3/3.18-15.

Foto-koppelaars met thyristoren en triac's

Vaak zal men een optische koppelaar gebruiken om een wisselspanningsbelasting te schakelen met een gelijkspanning. Met de traditionele transistor-koppelaar moet men dan een vrij uitvoerige externe schakeling aanbrengen. Vandaar dat men optische koppelaars op de markt heeft gebracht, waarbij het secundaire element is uitgevoerd als thyristor of triac. Deze onderdelen zijn natuurlijk ook foto-gevoelig en hebben als groot voordeel dat er rechtstreeks een wisselspanning over kan worden aangesloten.

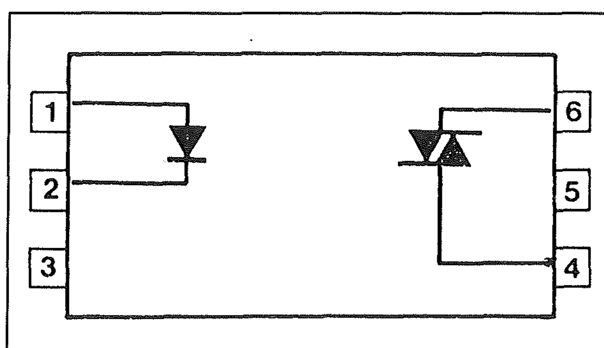
De optische koppelaar met thyristor is ondergebracht in een DIL-6 behuizing volgens het schema van figuur 3/3.18-16.



Figuur 3/3.18-16: Een optische koppelaar met een foto-thyristor als secundair element.

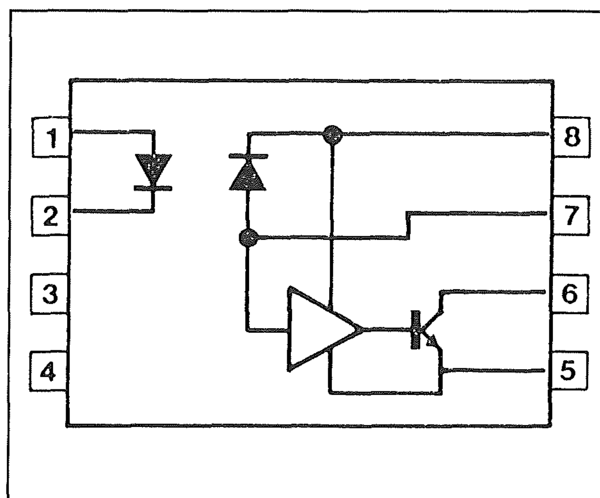
Nog veel handiger zijn optische koppelaars met een triac als secundair element. Met dergelijke schakelingen kan men

heel eenvoudig een optisch relais maken, waarmee zware netspanningsbelastingen geschakeld kunnen worden. Weliswaar is de ingebouwde triac niet in staat de noodzakelijke stromen te schakelen. Maar deze triac kan zonder meer gebruikt worden als "ontsteek-element" voor een tweede, veel zwaardere triac.
Het basisschema van dergelijke onderdelen is getekend in figuur 3/3.18-17.



Figuur 3/3.18-17: Een optische koppelaar met een triac als secundair onderdeel.

Speciale optische koppelaars
Naast de tot nu toe besproken standaard uitvoeringen brengen verschillende fabrikanten speciale uitvoeringen op de markt voor specifieke toepassingen.
Als een foto-transistor voor een bepaalde toepassing te traag is kan men hem vervangen door een foto-diode. Omdat de stroom die een dergelijk onderdeel levert zeer klein is, wordt meestal een voorversterker in de optische koppelaar ingebouwd. Hoewel er verschillende configuraties in omloop zijn is deze die geschetst is in figuur 3/3.18-18 een van de meest gebruikte. De foto-diode wordt uitgevoerd op de pennen 8 en 7, zodat men deze eventueel extern in een schakeling kan opnemen. De voorversterker wordt afgesloten met een transistor met open collector en open emitter.



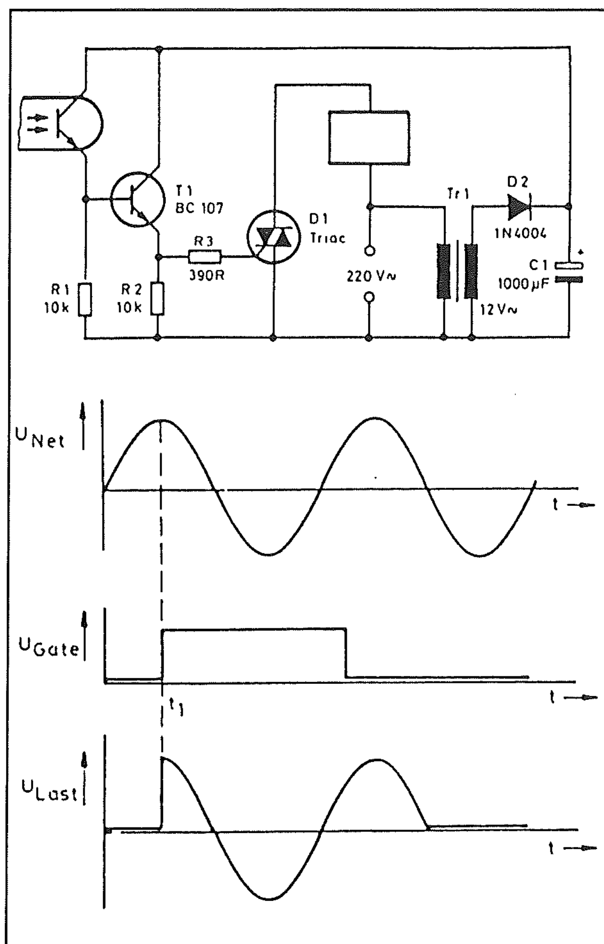
Figuur 3/3.18-18: Een koppelaar met foto-diode en een interne voorversterker.

Voorbeeld schakelingen

Optische relais-schakelingen
In de volgende paragraafjes worden enige voorbeeldschakelingen met optische koppelaars besproken. Omdat men in de meeste gevallen optische koppelaars toch zal gebruiken om een netspanningsbelasting uit een schakeling te bedienen, zal de nadruk op deze toepassing liggen.

Het schakelen van netspanning met een standaard opto-koppelaar
Het schakelen van netspanningsbelastingen met een normale optische koppelaar is niet zo eenvoudig. De foto-transistor heeft normale transistor-karakteristieken en kan dus niet zonder meer op de netspanning aangesloten worden.
In figuur 3/3.18-19 is de technisch meest eenvoudige, maar ook duurste oplossing getekend. De foto-transistor uit de optische koppelaar (geheel links getekend) wordt gevoed uit een eigen voeding (rechts getekend).

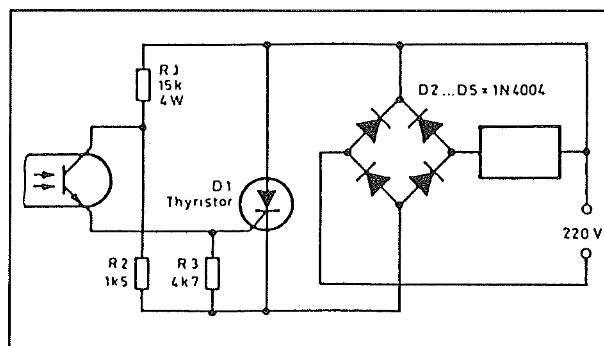
3.18 Optische koppelaars



Figuur 3/3.18-19: Het besturen van de netspanning met een optische koppelaar met foto-transistor.

Deze voeding mag voor niets andere gebruikt worden omdat de gelijkspanning die zij levert rechtstreeks met de netspanning verbonden is!
De spanning over de emitterweerstand van de foto-transistor wordt omgezet in een stroom via een emittervolger T1. De emitterspanning stuurt via de weerstand R3 de gate van een triac. Deze triac staat, in serie met de belasting, geschakeld over het 220 V wisselspanningsnet. De triac gaat ontsteken op het moment dat de foto-transistor gaat geleiden, dus op het moment dat er een stroom door de LED van de optische koppelaar wordt gestuurd. En uiteraard blijft de triac ontsteken tot de eerstvolgende nuldoorgang van de netspanning na het wegvallen van de stuurpuls.

Het besproken systeem heeft als groot nadeel dat er een eigen trafo en voeding noodzakelijk zijn.
Daarom heeft men gezocht naar oplossingen waar deze dure en grote onderdelen kunnen vervallen. In figuur 3/3.18-20 is een eenvoudige alternatieve schakeling getekend.
De netspanning wordt via een gelijkrichtbrug aangeboden aan een weerstandsdeler R1/R2. Deze reduceert de gelijkgerichte 220 V wisselspanning tot ongeveer 20 V. Als de LED van de optische koppelaar wordt gestuurd zal de foto-transistor gaan geleiden. Het gevolg is dat de emitterstroom naar de gate van de thyristor D1 vloeit en dit onderdeel ontsteekt. Men moet nu geen triac toepassen, omdat de wisselspanning immers wordt gelijkgericht!
Nadat de schakeling ontstoken is sluit de thyristor de brug kort, zodat de belasting via de brug rechtstreeks met de netspanning verbonden wordt. Voor de belasting maakt dat niets uit, omdat de stroom toch in twee richtingen door de belasting vloeit. Deze wordt dus nog steeds met wisselspanning gevoed.



Figuur 3/3.18-20: Het vervangen van de trafo door een weerstandsdeler.

Het nadeel van deze methode is dat weerstand R1 heel wat vermogen moet dissiperen en daarvoor een 5 W type noodzakelijk is dat behoorlijk warm wordt.

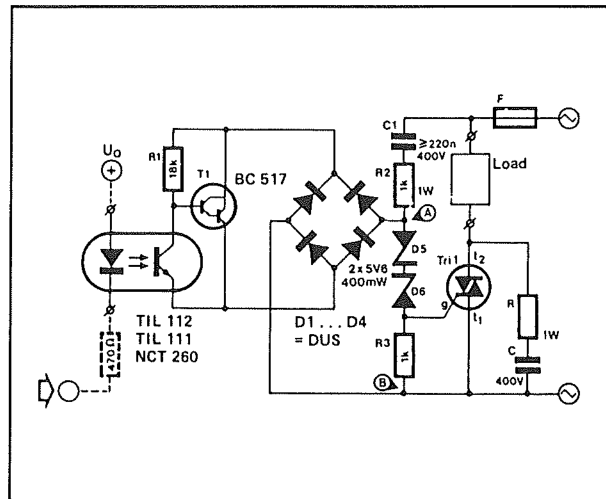
In figuur 3/3.18-21 is een oplossing voor dit probleem gegeven. In dit schema wordt de resistieve spanningsdeler vervangen door een capacitieve. De condensator C1 heeft voor de 50 Hz van de netspanning een bepaalde impedantie. Samen met de weerstand R2 en de twee zenerdioden van 5,6 V wordt een hulpvoeding van 12 V verzorgd, die via de gelijkrichtbrug de transistor in de koppelaar van spanning voorziet. Het leveren van de gatestroom voor de triac Tri1 wordt nu aan de darlington T1 overgelaten. In dit schema blijft het secundaire systeem altijd onder spanning staan, ook als de triac doorslaat en de belasting met het net verbindt. De condensator C1 moet een hoogspanningstype zijn met een doorslagspanning van minstens 400 V.

Het schakelen van de netspanning met opto-thyristor en -triac

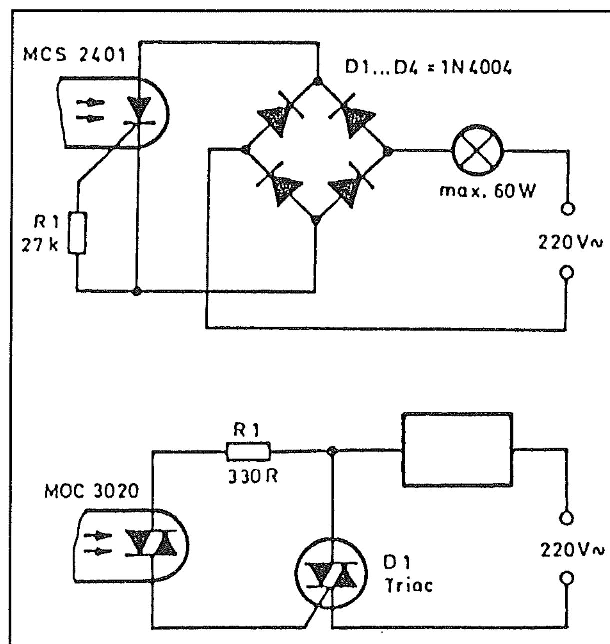
In figuur 3/3.18-22 zijn de standaard schema's getekend voor het rechtstreeks schakelen van een netspanningsbelasting met behulp van optische koppelaars met fotothyristor of -triac.

Bij de thyristor is uiteraard een gelijkrichtbrug noodzakelijk, die er voor zorgt dat de stroom steeds van de anode naar de kathode door het onderdeel vloeit. Bij het getekende voorbeeld wordt gebruik gemaakt van een MCS2401, die een maximale belasting van 60 W kan schakelen.

Bij de triac-schakeling is deze gelijkrichter niet noodzakelijk en wordt het schema wel heel erg eenvoudig. De foto-triac wordt gebruikt voor het leveren van de gate-stroom van de externe triac, die in serie met de belasting tussen de aansluitingen van het net is geschakeld.

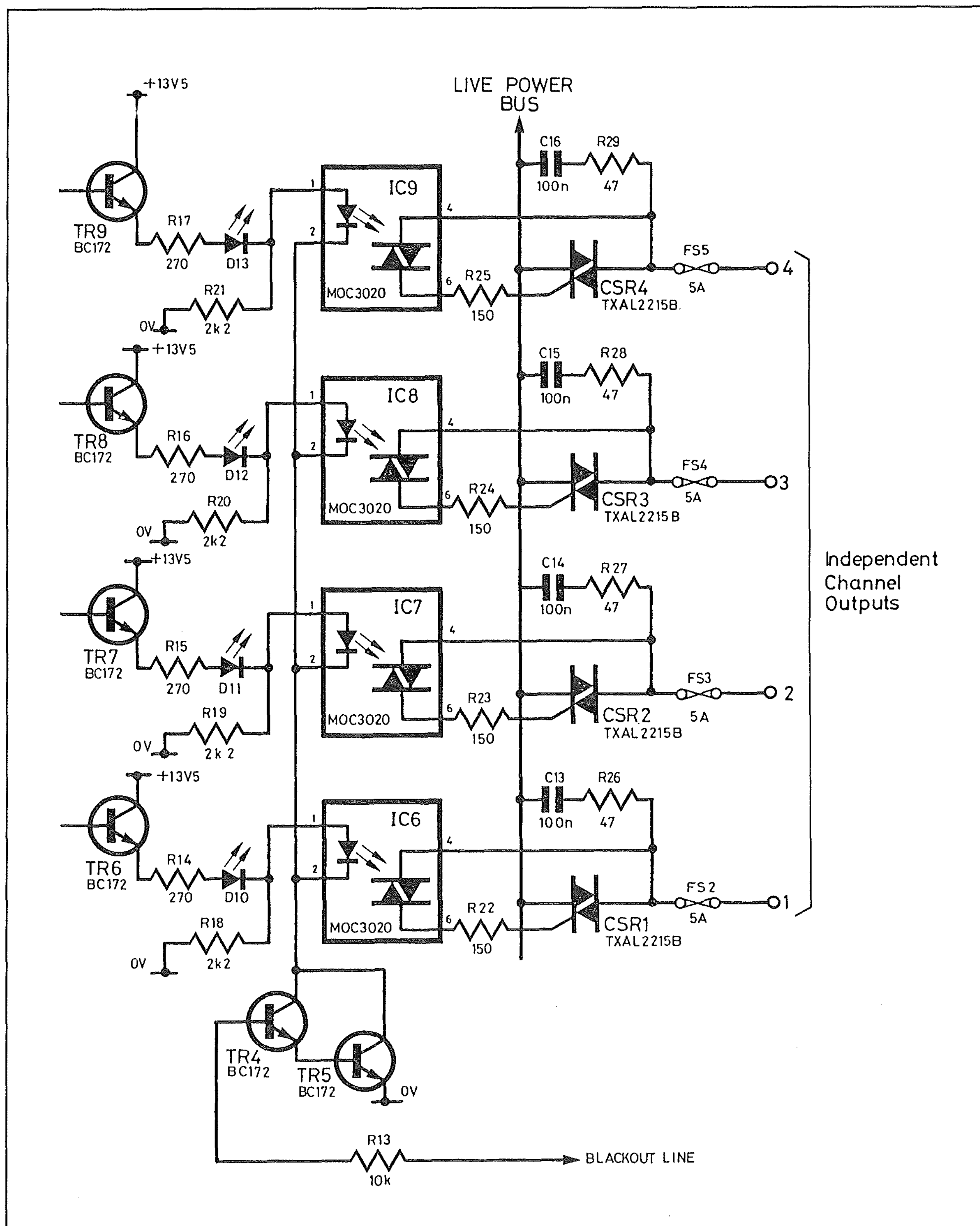


Figuur 3/3.18-21: Het vervangen van de resistieve door een capacitieve spanningsdeler.



Figuur 3/3.18-22: Het schakelen van de netspanning vanuit een optische koppelaar met thyristor of triac.

3.18 Optische koppelaars

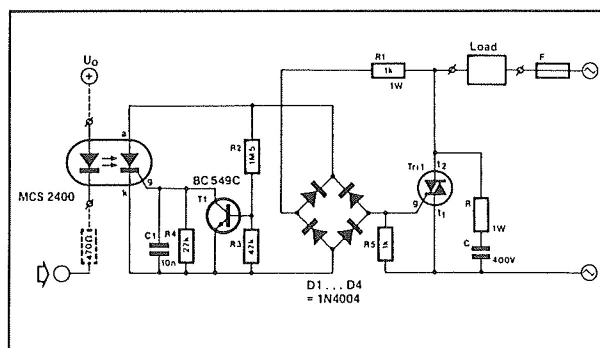


Figuur 3/3.18-23: Een schakeling waarmee men netbelastingen kan schakelen uit de uitgangen van een digitaal systeem.

3.18 Optische koppelaars

Figuur 3/3.18-23 geeft een schema waarmee men netbelastingen kan schakelen uit de TTL-uitgangen van een digitaal systeem. Men zou deze schakeling dus kunnen gebruiken als interface tussen een microprocessor-systeem en het net.
De TTL-uitgangen sturen emittervolgers TR6 tot en met TR9. De emitterstromen worden via begrenzingsweerstanden naar de LED's uit de optische koppelaars gestuurd. De foto-triac's sturen de gates van de eigenlijke triac's.
In dit schema is een voorziening aangebracht waarmee men alle belastingen door één extern stuursignaal kan uitschakelen. Zolang het signaal "BLACKOUT" hoog is, zal transistor TR4 in geleiding worden gestuurd. Deze transistor stuurt op zijn buurt TR5 is geleiding en de retour-leiding van alle LED's wordt naar de massa getrokken. De gezamenlijke LED-stroom vloeit via TR5 af naar de massa. Wordt de "BLACKOUT" laag gestuurd, dan gaan de twee transistoren sperren en de LED's kunnen niet oplichten. Alle foto-triac's gaan dan sperren, alle ingeschakelde belastingen gaan bij de eerstvolgende nuldoorgang van de netspanning uitschakelen.

In figuur 3/3.18-24 is een schema met foto-thyristor getekend, dat de netstroom alleen maar inschakelt bij de nuldoorgangen van de netspanning. Dat is een zeer aan te bevelen voorziening, omdat de stroom dan langzaam opkomt en er geen grote inschakel-stroompieken ontstaan. Deze veroorzaken immers zeer veel verontreiniging op de netspanning! De gate van de foto-thyristor wordt gedurende de halve perioden van de netspanning door de transistor T1 met de "massa" verbonden. De thyristor kan dan niet ontsteken. Alleen rond de nuldoorgangen van de netspanning valt de basissturing van transistor T1 weg en wordt de gate vrij gegeven. Als op dat moment een stroom door de LED van de koppelaar vloeit, gaat de foto-thyristor ontsteken. Deze zal op de reeds beschreven manier de triac Tri1 in geleiding sturen.



Figuur 3/3.18-24: Het ontsteken van de schakeling bij de nuldoorgangen van de netspanning.

3/3.19 Hall-effect generator/veldsensor

De hall-effect generator is een magneetveldsensor. Aan twee elektroden ontstaat een spanning, die afhankelijk is van de sterkte van een magneetveld waarvan de veldlijnen loodrecht op het sensorvlak staan. Een hall-effect generator heeft vier aansluitingen, omdat voor het opwekken van de spanning een stuurstroom noodzakelijk is. De opgewekte spanning is het produkt van de magnetische inductie (magnetische veldsterkte) en de stuurstroom volgens onderstaande formule!

$$U_{Hall} = \frac{R_H \cdot B \cdot I}{d} (V)$$

UHall = de opgewekte halleffect spanning.
RH = de Hall constante, afhankelijk van het materiaal.
I = de stuurstroom.
B = de magnetische inductie.
d = de dikte van de plaat.

Halleffect generatoren kunnen overal worden toegepast, waar op een of andere wijze (de sterkte van) een magneetveld moet worden bepaald. Denk aan contactloze signaalsensoren in de meet- en regeltechniek, contacttloze stroommeting e.d.

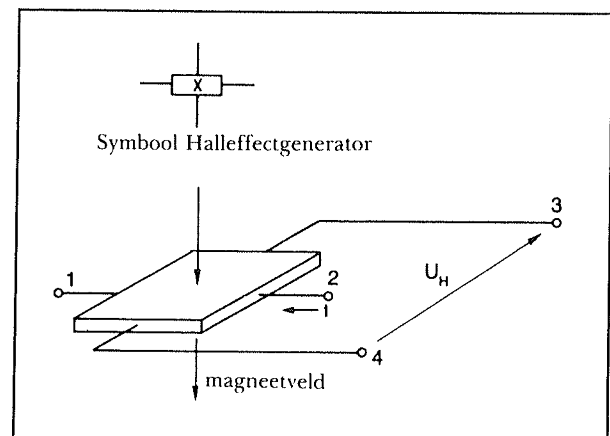


Fig. 3/3.19-1: Symbool en principe van een Hall-effect generator

De Halleffect veldsensor is ook een magneetveldsensor, die u echter moet zien als een magnetisch regelbare weerstand. De weerstand neemt toe met de sterkte van het magneetveld.

3/3.20 Operationele versterkers

Operationele versterkers kortweg meestal opamps genoemd naar de engelse afkorting zijn universele versterkerschakelingen voor de versterking van spanning en vermogen. Opamps kunnen met discrete elementen worden samengesteld, tegenwoordig zijn de meeste opamps als IC verkrijgbaar.

Soms vinden we in een behuizing meerdere opamps. De werking van de opamp kan gewijzigd worden door het verbinden van componenten met de verschillende aansluitingen van de opamp (terugkoppeling). De typische eigenschappen van opamps zijn een grote spanningsversterking, een hoge ingangsimpedantie, een lage uitgangsimpedantie en een ingangs en uitgangs-offset spanning, die gelijk is (of nagenoeg gelijk) aan nul. De naam van de opamp komt uit de analoge techniek, waar deze component wordt toegepast om mathematische functies elektrisch te verwezenlijken (optellen, integreren ed.) De belangrijkste eigenschappen en parameters worden hier beschreven.

Een opamp heeft twee ingangen. De eerste versterkertrap is een zogenaamde verschilversterker. De ingangsspanning is het verschil tussen de spanningen op de beide ingangen.

$$U_D = U_p - U_n$$

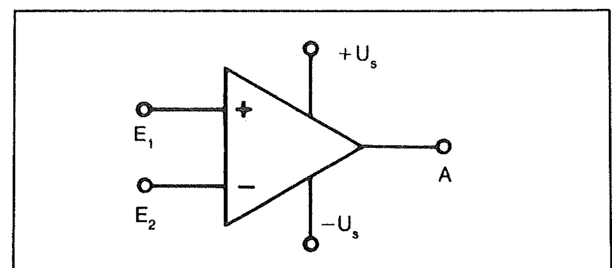


Fig. 3/3.20-1: Symbool opamps

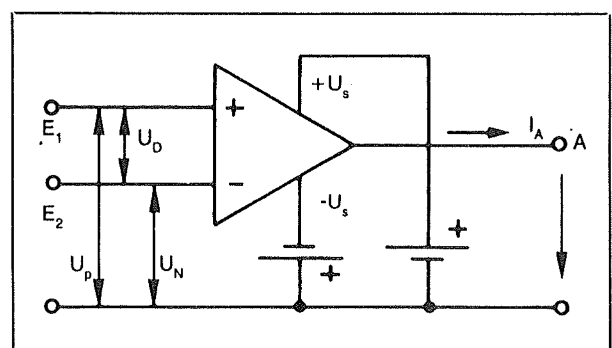


Fig. 3/3.20-2: Schakeling van opamps

Ingang E1 wordt de niet inverterende ingang genoemd hetgeen wordt aangeduid met een plus-teken. Ingang E2 is de inverterende ingang hetgeen met een min-teken wordt aangeduid. Inverterend wil zeggen, dat de fase van het ingangssignaal 180 graden ver-

schoven op de uitgang zal verschijnen (al dan niet versterkt). Hieruit kunt u terecht opmaken, dat een signaal dat op de ingang E_1 wordt aangeboden zonder faseverschuiving aan de uitgang verschijnt. Zonder hier dieper op in te gaan volgt hieruit, dat er een positieve en een negatieve voedingsrail moet zijn. Opamps hebben dan ook een positieve en een negatieve voedingsspanning nodig (enkele uitzonderingen voor speciale toepassingen daargelaten).

De belangrijkste parameters van opamps zijn:
- De open-loop-versterking

$$A_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_D}$$

dit is de versterking zonder tegenkoppeling, die in de orde van grootte ligt tussen $10^3 ... 10^5$.

- De input offsetspanning (U_o). Dit is de spanning, die aangelegd moet worden tussen de beide ingangen opdat de uitgang exact 0 volt is. ($U_D = U_p - U_n = 0$) In de praktijk zal deze spanning meestal in het uV bereik liggen en maximaal enige mV bedragen.

- De temperatuurdrift (*P*). Dit is de verandering van de offsetspanning als functie van de temperatuur. Typische waarden liggen zo tussen 5 en 10 μV/K.

- Gelijkspanningsversterking (A_{GL}). Dit is de versterking die ontstaat door de onsymmetrie in de opamp. Als aan beide ingangen hetzelfde signaal wordt aangeboden moet de uitgang theoretisch 0 Volt zijn. Door kleine afwijkingen in de opamp ontstaat er echter toch een klein spanningsverschil.
$A_{GL} = \Delta U_a / \Delta U_{GL}$.

- Gelijkspanningsonderdrukking (G), beter bekend als CMRR = Common mode rejection ratio. Hiermee wordt het gedrag van de opamp weergegeven als aan beide ingangen hetzelfde signaal wordt aangeboden $G = A_D / A_{GL}$. De waarde van G kan zowel positief als negatief zijn. In databoeken wordt doorgaans de absolute waarde aangegeven, die typisch tussen de $10^3 ... 10^5$ ligt.

3/3.21 Elektronenbuizen

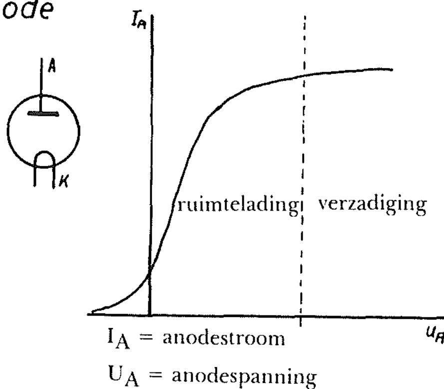
Hoewel de halfgeleiders de elektronenbuizen over het algemeen hebben verdrongen zijn er een aantal gebieden, waar zij nog worden toegepast. Vooral voor de versterking van zeer hoge frequenties en/of zeer grote vermogens worden nog wel elektronenbuizen (kortweg buizen) gebruikt. Hierdoor vinden zij onder de zendamateurs nog fervente aanhangers. Een elektronenbuis bestaat uit een luchtdicht en luchtledig (10^{-5} ...10^{-7} mbar) glazen of keramisch omhulsel. Daarin bevindt zich een direct of indirect verhitte elektrode, die elektronen emitteert. Deze elektronen worden door een elektrisch veld gestuurd. Het veld ontstaat door het aanleggen van een spanning tussen de verhitte elektrode (de kathode) en een daar tegenover geplaatste elektrode (de anode). Tussen deze beide elektroden kunnen zich een of meerdere elektroden bevinden, die een open mazen structuur hebben. Deze elektroden zorgen voor de sturing van de elektronenstroom en worden roosters genoemd, met een voorvoegsel, die hun functie aanduid (bijv. stuurrooster). Alle elektroden zijn met pennen naar buiten uitgevoerd. De eenvoudigste buis heeft alleen een kathode en een anode en heeft dezelfde eigenschappen als een diode (gelijkrichter). Voegt men een stuurrooster toe dan kan men de elektronenstroom regelen en heeft men een actieve versterker gekregen. Zo'n buis noemen we een triode. Er kunnen nog meer elektroden worden aangebracht. Zulke elektroden, dienen tot verbetering van de versterkings en stuureigenschappen (lees karakteristieken). Uit de benaming van de buis valt af te leiden hoeveel elektroden er inclusief kathode en anode aanwezig zijn. Tetrode=4, pentode=5, hexode=6, heptode=7 en octode=8. In tegenstelling met transistoren (echter in analogie met FET's) heeft de elektronenbuis dus een spanningssturing. Voor de sturing is dus geen vermogen nodig en de ingangsimpedantie is hoog. (Aangezien de buis de "oudste" rechten heeft zou men de analogie eigenlijk om moeten draaien).

De belangrijkste eigenschappen en parameters van buizen:

- Versterkingsfactor (u),u $=\Delta U_a/\Delta U_g$ (bij I_a constant), hierbij is U_a de anodespanning, U_g de roosterspanning en I_a de anodestroom.
- Steilheid (S), S $=\Delta I_a/\Delta U_g$ constant).
- Inwendige weerstand (R_i), $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ (bij U_g constant).

De belangrijkste nadelen van buizen ten opzichte van halfgeleiders (transistoren, IC's e.d.) is de 100...1000 voudige prijs, de afmetingen, het grotere verlies, hogere voedingsspanning, warmte-ontwikkeling en geringere betrouwbaarheid (mechanisch zwak) en levensduur. Bij een dergelijke opsomming is het natuurlijk niet verwonderlijk, dat de halfgeleider de strijd gewonnen heeft.

Karakteristieken van diode, triode-, en pentode-buizen



Figuur 3/3.21-1: Diode

De diode (fig. 3/3.21-1) heeft twee elektroden en wordt als gelijkrichter toegepast. De karakteristiek geeft de verhouding tussen de anodestroom en de anodespanning weer. Vanaf het verzadigingspunt neemt de anodestroom niet meer toe bij verdere verhoging van de anode spanning.

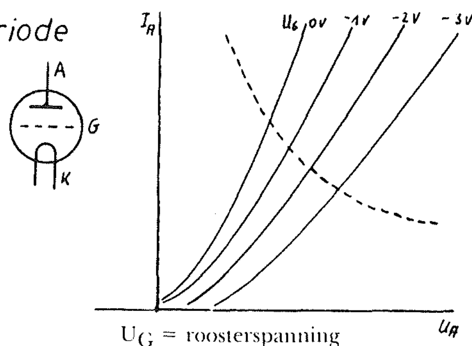


Fig. 3/3.21-2: Triode

De triode (fig. 3/3.21-2) heeft drie elektroden: anode, kathode en stuurrooster. Met behulp van een (negatieve) spanning op het stuurrooster, dat dicht bij de kathode ligt, kan de anodestroom worden geregeld. Hiervoor is geen vermogen nodig! Er loopt geen roosterstroom. Hierdoor is natuurlijk de ingangsimpedantie zeer hoog (in het mega - Giga ohm bereik). Trioden zijn de eenvoudigste versterkerelementen onder de buizen.

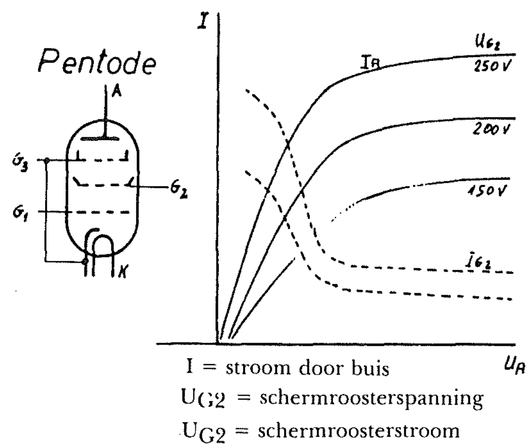


Fig. 3/3.21-3: Pentode

Tetroden en pentoden (fig.3/3.21-3) hebben naast het stuurrooster nog andere roosters. G2 (schermrooster genoemd) dient ervoor om de terugwerking van de anodespanning op het stuurrooster te verminderen. Bij de triode kunt u zien welke invloed de anodespanning op de anodestroom heeft. Door nu de schermelektrode op een hoge positieve spanning aan te sluiten (die meestal constant wordt gehouden) worden de elektronen met een constante kracht aangetrokken. Als de anodespanning verandert, ver-

andert alleen de aantrekkingskracht op de elektronen tussen het schermrooster en de anode. De aantrekkingskracht op de elektronen die de kathode verlaten blijft echter gelijk, omdat die voornamelijk afhangt van de schermroosterspanning. Dit rooster vormt dus een elektrostatische afscherming tussen anode en kathode. Bij de pentode is er nog een rooster toegevoegd,dat verbonden is met de kathode en is geplaatst tussen het schermrooster en de anode. De karakteristieken van een tetrode vertonen een eigenaardige knik, die het gevolg is van elektronen die door de botsing van de elektronen afkomstig van de kathode uit de anode worden losgeslagen (secondaire elektronen). Om nu te voorkomen, dat deze elektronen terug de buis ingaan is dit extra rooster aangebracht, dat door zijn relatief negatieve spanning deze elektronen afstoot. De primaire elektronen ondervinden door hun hoge snelheid nauwelijks hinder van dit wijdmazige rooster. Dit rooster wordt het keerrooster genoemd.

3/3.22 Transformatoren

Transformatoren zijn wisselspanningsomvormers. Zij hebben minstens twee gescheiden spoelen op een gemeenschappelijke kern van ijzer, die voor een magnetische koppeling zorgt. Een wisselstroom in de primaire spoel wekt een magnetisch veld op, die door inductie een wisselstroom in de secondaire spoel opwekt. De hoogte van de spanning die in de secondaire spoel wordt opgewekt is afhankelijk van de spanning over de primaire spoel, de verhouding van het aantal wikkelingen van primaire en secondaire spoel en van de inductieve koppeling (vorm en materiaal). Transformatoren worden veelal toegepast in voedingen om veilige voor halfgeleiders ongevaarlijke spanningen te verkrijgen uit de netspanning. Ook het omgekeerde gebeurt. Uit de netspanning kan door transformatie een veel hogere spanning worden verkregen. Denk aan 220 V naar beneden getransformeerd naar 9 Volt en na gelijkrichting en stabilisatie te gebruiken als voeding voor IC's. Echter transformatoren kunnen ook worden gebruikt voor aanpassing van impedantie. In elke telefoon zit zo'n aanpassingstransformator. Ook in de hoogfrequenttechniek komen we signaal transformatoren tegen, die dan signalen van de ene trap van een schakeling naar een andere overdragen. Transformatoren voor voedingen moeten berekend zijn op hoge spanningen (primair) en hoge stromen (secondair). Vermogens van 0,2 tot zo'n 500 VA (W) zijn voor hobby gebruik vrij gewoon. De afmetingen en de prijs zijn afhankelijk van het vermogen. Door de secondaire spoel op een aantal plaatsen naar buiten te brengen kan men van de transformator meerdere spanningen afnemen, zodat ook voedingen die meer dan een voedingsspanning moeten leveren met een transformator kunnen worden gerealiseerd. Door de grote verscheidenheid aan transformatoren, die tegenwoordig in de handel te verkrijgen is, is het slechts zelden nodig (en lonend) om zelf een transformator te wikkelen. Desondanks kan het nut hebben te weten hoe men in zo'n geval te werk dient te gaan. Hieronder volgen de belangrijkste formules voor de berekening van een transformator en een tabel met kernblik volgens de DIN norm.

Zelfbouw nettransformator

1e stap.

Berekening van het benodigde vermogen uit de som van de af te nemen

vermogens. Bij gelijkrichting van de secondaire spanning moeten correctiefactoren in het oog worden gehouden en wel als volgt! Bij enkele gelijkrichting moet het transformatorvermogen een factor 2,25 groter zijn dan de som van de gelijkspanningsvermogens. Bij dubbele gelijkrichting (met een middenaftakking op de secondaire wikkeling) is deze factor 2 en bij bruggelijkrichting 1,6.

2e stap.

Keuze van het transformatorblik volgens de DIN-tabel afhankelijk van het vermogen. Daaruit volgen de waarden voor het rendement, het aantal windingen per Volt, de toelaatbare stroom, aantal windingen en draaddiameter.

Het wikkelen van de transformatorspoelen doet men op een kunststoflichaam. Aansluitingen worden naar opzij uitgevoerd met voldoende lengte om ze straks aan te kunnen sluiten. Iedere wikkellaag wordt met een isolerende folielaag afgedekt. Als men deze wikkelfolie weglaat kan de transformator minder zwaar worden belast. De wikkeldichtheid neemt dan echter wel toe. Men moet speciaal wikkeldraad gebruiken, dat in een dompelbad van een isolerende laklaag is voorzien. Bij het wikkelen moet men er op letten deze laklaag niet te beschadigen. Nadat de spoel gereed is wordt hij met isolatiefolie bedekt, waarop de waarden van de diverse aftakkingen wordt aangegeven.

Nu volgt het opvullen van de spoelen met transformator blik. De te volgen methode is afhankelijk van de gekozen vorm van het blik en wijst zich eigenlijk vanzelf. De kern bestaat uit een groot aantal blikplaatjes, die een pakket vormen, waardoor het magnetische veld loopt. Het pakket moet zo dicht mogelijk zijn en er mogen geen verbogen blikplaatjes in worden gebruikt. Als u dit niet in acht neemt is een verlaagd rendement en een irritant brommen van de transformator het gevolg.

Schakeling	Enkelfasig	middenaft.	brug	verdubbeling
Gelijkrichtfactor F_{gel}	2,25	2	1,6	1,6

Tabel 3/3.22-1: Gelijkrichtfactor, afhankelijk van de gelijkrichtmethode

Transformatorberekening

Totaalvermogen (secondaire kant) van de transformator als som van de gevraagde vermogens van de afzonderlijke wikkelingen.

$$P_{sec.tot} = P_{sec.1} + P_{sec.2} + P_{sec.3} ..... + P_{sec.n} \text{ (VA, W)}$$

De som van de vermogens van de secondaire wikkelingen

$$P_{sek}\,\tilde{} = U.I \quad (VA)$$

$$P_{sek}\,\text{--} = U.I.F_{gel} \quad (VA)$$

F_{gel} = gelijkrichtfactor.

Na berekening van het totale vermogen van de secondaire wikkelingen kan het vermogen van de primaire wikkeling worden gevonden door het totale secondaire vermogen te delen door het rendement. De blikafmetingen hangen af van het totaal vermogen en de verliesfactor. De verliesfactor of het rendement kan worden gevonden in de berekeningstabel voor kleine transformatoren DIN 41303 (zie tabel 3/3.22-2).

$$P_{prim} = \frac{P_{Sek.}}{n}$$

n = rendementsfactor (VA), vermogen van de primaire spoel.

Het primaire vermogen is dus gecompenseerd met het rendement. Vergeet niet de gelijkrichtfactor mee te nemen in de berekening van het totale secondaire vermogen. Als nu een wisselspanning van een secondaire wikkeling wordt afgenomen dan vindt men het vermogen van een afzonderlijke wikkeling uit het produkt van stroom en spanning.

$$N_{prim} = \frac{N_1}{V} \cdot U_{prim}$$

$\frac{N_1}{V}$ = het primaire aantal wikkelingen per volt, volgens tabel 3/3.22-2

$$I_{prim} = \frac{P_{prim}}{U_{prim}}$$

(A), stroom door de primaire winding

Te transformeren vermogen bij													
1. ingangs- en 1 of 2 uitgangswikkelingen VA	4	12	25	50	70	95	120	175	250	320	370	450	550
meer wikkelingen. VA	3	9	21	40	65	75	100	155	230	290	340	410	510
Bliksoort	M 42v	M 55	M 65	M 74	M 85a	M 85b	M 102a	M 102b	EI 130a	EI 130b	EI 150a	EI 150b	EI 150c
Rendement	0,6	0,7	0,77	0,83	0,84	0,86	0,88	0,89	0,9	0,91	0,92	0,93	0,94
Aantal prim windingen je V	23,4	11,4	7,8	5,68	4,51	3,2	3,5	2,34	3,3	2,59	2,59	2,08	1,74
Aantal sec windingen per V	34,8	14,1	9	6,3	4,95	3,5	3,86	2,46	3,51	2,72	2,72	2,18	1,8
Stroomdichtheid binnen $\frac{A}{mm^2}$	4,5	3,8	3,3	3	2,9	2,6	2,4	2,3	1,7	1,7	1,5	1,5	1,5
Stroomdichtheid buiten $\frac{A}{mm^2}$	5,2	4,3	3,6	3,4	3,3	3	2,8	2,7	2,2	2,1	1,9	1,9	1,8

Tabel 3/3.22-2: Berekeningstabel voor kleine trafo's met M- of EI-blik volgens DIN 41 302 (uittreksel).

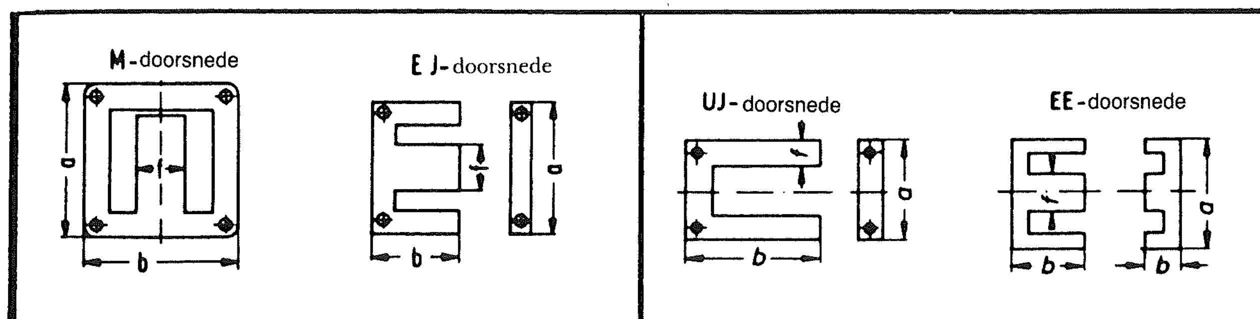


Fig. 3/3.22-1: Transformatorblik volgens DIN 41 302

Voorbeeld berekening

Nettransformator 220 V/50 Hz, primair
24/V--/1 A, secondair, 1e wikkeling
30V˜/5 A, secondair, 2e wikkeling
Voor gelijkrichting is een brugcel voorzien.

$P_{sec.1} = U_{sec.1} \cdot I_{sec.1} \cdot F_{gel} = 24.\ 1\ .\ 1{,}6 = 38{,}4$ VA

$P_{sec.2} - U_{sec.2} \cdot I_{sec.2} = 30\ .\ 5 = 150$ VA

$P_{sec.tot} = P_{sec.1} + P_{sec.2} = 38{,}4 + 150 = 188{,}4$ VA

In de tabel is te vinden, dat bij $P_{sec.tot}$ = 188,4 VA kernblik EI 130a gebruikt dient te worden en een rendement n=0,9 verwacht mag worden.

$$P_{prim} = \frac{P_{sec.tot}}{n} = \frac{188{,}4}{0{,}9} = 209{,}33 \text{ VA}$$

$$N_{prim} = \frac{N1}{V} \cdot U_{prim} = 2{,}59\ .\ 220 = 569{,}8 \text{ windingen}$$

$$I_{prim} = \frac{P_{prim}}{U_{prim}} = \frac{209{,}33}{220} = 0{,}9515 \text{ A}$$

$$A_{prim} = \frac{I_{prim}}{S1} = \frac{0.9515}{1{,}7} = 0{,}559 \text{mm}^2$$

$$d_{prim} = \frac{A_{prim}\ .\ 4}{m} = \frac{0{,}559\ .\ 4}{3{,}14} = 0.713 \text{ mm, gekozen } 0.9 \text{ mm}$$

$$N_{sec.1} = \frac{N2}{V} \cdot U_{sec.1} \cdot F_{gel} = 2{,}72\ .\ 24\ .\ 1{,}6 = 104{,}448 \text{ windingen}$$

$$N_{sec.2} = \frac{N2}{V} \cdot U_{sec.2} \cdot = 2{,}72\ .\ 30 = 81{,}6 \text{ windingen}$$

De draaddiameter kan op dezelfde wijze worden berekend als boven.

3/3.23
Accu's en batterijen

Batterijen en accu's dienen als voeding voor draagbare apparaten. Men onderscheidt primaire en secondaire elementen.
Primaire elementen zijn batterijen, waarin door de chemische omzetting van materiaal stroom ontstaat. De stroomlevering houdt op als het aanwezige materiaal "verbruikt" is. De bekendste en meest toegepaste primaire cellen zijn de kool-zink batterijen. Deze bestaan uit een koolstof en een zink elektrode met daartussen (en omheen) een elektroliet. Bij de meeste zogenaamde droge batterijen is dit elektroliet een pasta op basis van een salmiakoplossing. Een dergelijke batterij levert per cel ca. 1,5 Volt, door serieschakelen van meerdere cellen, die dan in een omhulsel worden samengebracht kan men hogere spanningen verkrijgen (bijv. 4,5V en 9V).

Primaire types		
Type	spanning U per cel	toepassing
droge kool-zink batterij	1,5 V	universeel, draagbare toestellen, zaklampen, radio's etc.
Alkaline batterij	1,5 V	voor grotere vermogens bruikbaar tot -20° C
Kwikoxide batterij	1,35 V	Miniatuur cel waarvan de klemspanning lang constant blijft

Secondaire types		
Type	spanning U per cel	toepassing
Lood-zwavelzuur accu (auto-accu)	1,8...2V	voor grote piekstromen tot 500A in auto's en voor grotere vermogens
Nikkel-cadmium-cel	1,25 V	universeel, directe vervanger van droge batterijen, zeer economisch door oplaadbaarheid.

Tabel 3/3.23-1: De belangrijkste batterijen voor hobby-gebruik.

Secondaire elementen of accumulatoren zijn batterijen, die eerst door een elektrische stroom zijn geactiveerd. Bij het laden van deze elementen ontstaat een chemisch proces, dat bij ontladen in "tegengestelde" richting verloopt, waarbij dan stroom wordt geleverd, die eerder was opgeslagen. De bekendste van dit type is wel de auto-accu, waarin lood en zwavelzuur de stoffen zijn die voor het proces worden gebruikt.
Voor hobby-toepassingen is de nikkel-cadmium cel (nicad) de bekendste en meest gebruikte batterij. Een nicadcel is relatief goedkoop en kan enkele honderden malen worden opgeladen.

type-aanduiding	handels naam	klem-spanning V	max. doorsnede mm	afm. hoogte mm	toepassing
R 03	Micro-cel	1,5	10,5	44,5	verlicht. radio
R1	Lady-cel	1,5	12	30	radio gehoorapp.
R3	halve Mignon	1,5	14,5	25	gehoorapp.
R6	Mignon cel	1,5	14,5	50,5	verlicht. radio
R9	Knoop-cel	1,5	15,5	6,1	gehoorapp.
R14	baby-cel	1,5	26	50	verlicht. radio
R20	mono-cel	1,5	34	61,5	elektr. flits verlicht. radio

Tabel 3/3.23-2: Genormaliseerde ronde cellen

Nikkel-cadmium-cellen

Dank zij de ontwikkeling van duurzame (gesinterde) elektroden hebben nicadcellen zich tot de belangrijkste batterijen van deze tijd kunnen ontwikkelen. Ook hun gewicht, afmetingen en tamelijk grote vermogen heeft hieraan bijgedragen. Natuurlijk kan ook niet voorbij worden gegaan aan het door de CMOS-techniek lage stroomverbruik van hedendaagse schakelingen. Cellen met gesinterde elektroden kunnen enkele honderden malen ge- en ontladen worden en hebben als men zich aan de voorschriften houdt een lange levensduur. Onder de voorschriften verstaan we hier de aanwijzingen van de fabrikant met betrekking tot laden en ontladen. De laadstroom mag meestal slechts 0,1 tot 0,3 maal de voor de cel toegestane maximale ontlaadstroom bedragen. De oplaadtijd bedraagt 14 tot 16 uur.

Er zijn speciale types in de handel die in enkele minuten op te laden zijn. Deze hebben echter een kleinere capaciteit. Doorladen nadat de cel vol is heeft geen nadelige gevolgen. Deze eigenschap maakt nicadcellen ook zeer geschikt als nood- of "back-up" voeding. Voor het laden is een laadapparaat nodig, dat de laadstroom bij een constante laadspanning op de gewenste stroom limiteert. De meeste leveranciers van nicadcellen leveren ook een bijbehorend laadapparaat. Zelfbouw is echter tamelijk eenvoudig. U kunt hiervoor in deel 4 een schakeling vinden.

Let op!

Nikkel-cadmium cellen nooit verhitten of in het vuur werpen! Niet openmaken er kunnen giftige stoffen vrijkomen! Cellen niet kortsluiten. Spanningsompoling voorkomen. Denk er hierbij aan om bij parallelschakelen stroomomkeer te voorkomen (met diodes). Ook bij opladen op de polariteit letten. Ompoling van de cel (die bij extreme ontlading spontaan kan optreden) is bijna altijd destructief.

3/3.24 Microprocessors

Microprocessors zijn geen magische componenten meer die alleen in professionele apparatuur worden toegepast. In de hobby-elektronica worden micro-processors net zo goed gebruikt om er een microcomputer mee te bouwen, als voor besturing van (meet)apparatuur, modelbouw, belichtingsmeters in de doka etc. Het basisprincipe van micro processors is het getimed (klok) verwerken van binaire signalen. De bewerkingen kunnen zijn: optellen, aftrekken, vermenigvuldigen, alsook bewerkingen uit de booleaanse algebra. Binaire signalen zijn signalen, waarin twee duidelijk onderscheiden toestanden voorkomen (aan/uit, hoog/laag, +/-, wel/geen stroom ed.). Micro processors zijn IC's, die meestal in een dual-in-line (2 rijen aansluitingen parallel) behuizing worden geleverd. Zij worden in diverse technologieën gefabriceerd (TTL = transistor-transistor-logic, bipolair); (C)MOS (CMOS = complimentary metall-oxid-silicon, unipolair). De verwerking van binaire signalen gebeurt meestal in een parallel vorm van een aantal van deze signalen. Het aantal parallel signalen noemen we de datawoordbreedte of kortweg de woordbreedte. 4, 8, 12, 16 of 32 binaire signalen (bits genaamd) vormen een datawoord. Een datawoord is een eenheid die de micro processor in een klokcyclus verwerkt, dat wil zeggen optelt, in het geheugen opbergt, uit het geheugen haalt, ed.

Micro processoren worden meestal ingedeeld naar de woordbreedte, die zij kunnen verwerken. De zeer veel voorkomende 8-bits brede microprocessors worden in snel tempo ingehaald door de 16-bits micro processors. De woordbreedte van 8 bits is in zoverre de belangrijkste, dat deze bijna standaard is voor de uitvoer naar allerlei randapparaten. De reden hiervan is, dat de 8-bits microprocessors voor de grote doorbraak van microprocessors hebben gezorgd. Om deze reden zijn er microprocessors, die communiceren over een 8-bits brede databus, maar intern een grotere woordbreedte gebruiken. De interne woordbreedte is dikwijls bepalend voor de snelheid van de microprocessor. Ook de klokfrequentie en hoeveel klokcycli er zijn is van belang voor de snelheid.

Een micro processor is eigenlijk slechts een basisbouwsteen van een microcomputer. Hij verzorgt het rekenwerk en de logische bewerkingen, alsook de besturing van de data- en adres-bus-

sen, vandaar de naam CPU (central processing unit). Naast de CPU (de eigenlijke microprocessor) zijn er andere componenten noodzakelijk om tot een functionerend geheel te komen. Dit zijn!

- Klokoscillator om een kloksignaal te verkrijgen (meestal met een frequentie van 1....16 MHz).
- Programma geheugen, om instructies in op te slaan (het programma). ma).
- Data geheugen, om de te verwerken data, de uitkomsten en eventuele tussenresultaten op te slaan.
- In-/uitvoer eenheid, om met de buitenwereld te kunnen communiceren.

De signalen binnen een microcomputer kunnen worden opgedeeld in drie soorten. Elk van deze soorten gebruikt een aantal lijnen (draden cq verbindingen) die we bus noemen. We onderscheiden dus 3 bussen.

- Adresbus. Hierover voert de microprocessor adresinformatie toe aan het geheugen.
- Data-bus. Via deze bus ontvangt en verzend de microprocessor data en instructies.
- Stuurbus (ook wel control-bus). Hierover lopen allerlei stuursignalen, die de microprocessor intern gebruikt, of gebruikt om de buitenwereld te besturen.

Microcomputers zijn programmagestuurde rekeneenheden. De verwerking wordt bepaald door een rij opeenvolgende bevelen, die na elkaar worden uitgevoerd. Welke bevelen de microprocessor aankan en de regels die in acht moeten worden genomen vormen de taal van de processor. Deze taal is dus processor afhankelijk. We noemen de meest elementaire taal van de microprocessor machinetaal. Elk bevel (en ook de data) wordt binnen de microprocessor in opeenvolgende datawoorden verwerkt. In de microcomputer kunnen programma's worden toegepast, die het mogelijk maken, dat de microcomputer opdrachten en aanwijzingen van hogere programmeertalen kan verwerken. Deze „interpreters" of "compilers" zetten de in de hogere programmeertaal gegeven opdrachten om in voor de microprocessor verwerkbare instructies en data.

3.24 Microprocessors

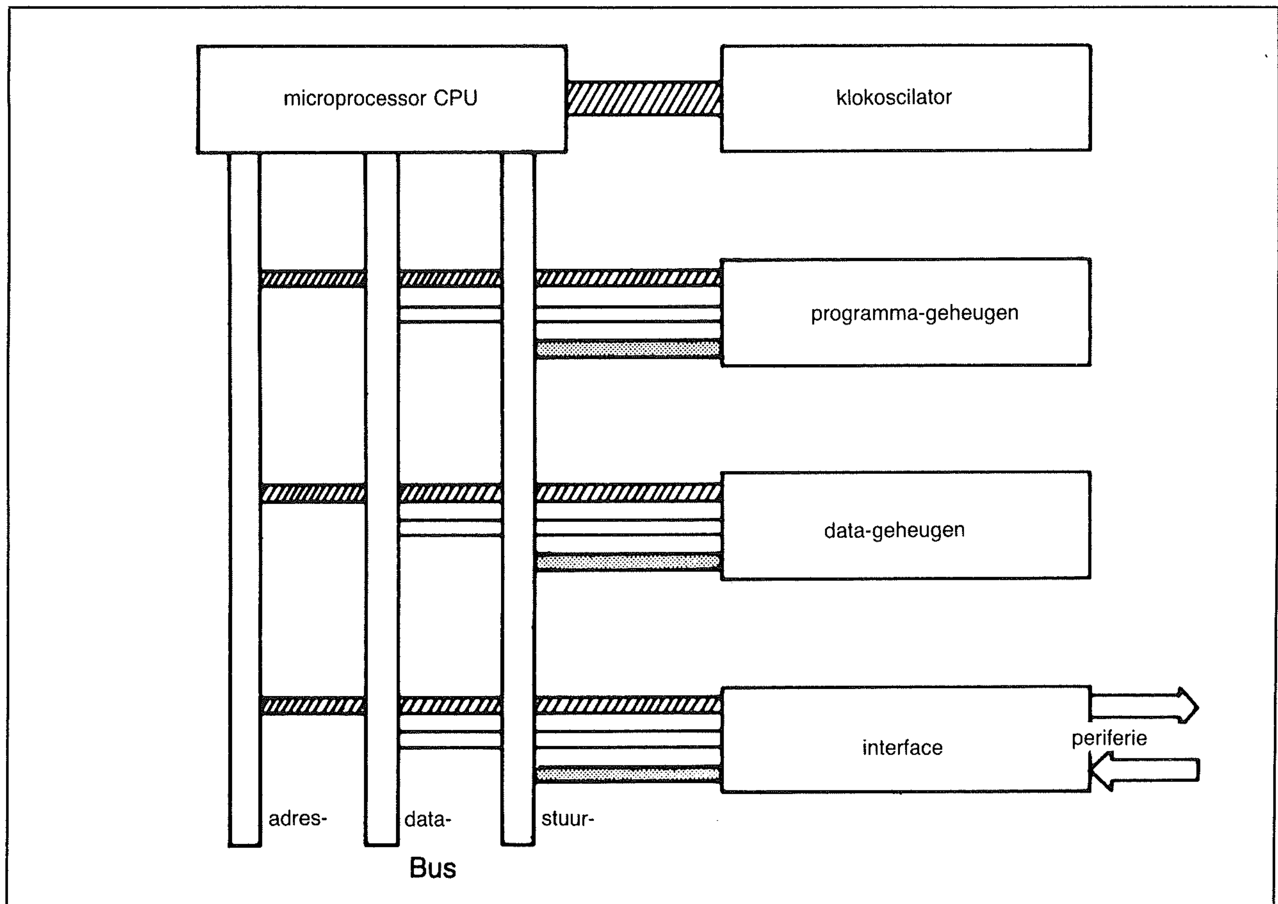


Fig. 3/3.23 Blokschema van een microcomputer

3/3.25

Kristallen en frequentie-referenties

Frequentie standaarden

Inleiding

Voor diverse doeleinden moet men in de elektronica beschikken over signalen met een zeer stabiele frequentie.
Te denken valt daarbij aan:
- oscillatoren voor chronometers;
- tijdbasissen in digitale frequentiemeters;
- referenties voor frequentiesynthesisers;
- lokale oscillatoren in heterodyne-ontvangers die op een vaste frequentie staan afgestemd;
- klokoscillatoren in microprocessorsystemen;
- tijdbasis voor digitale oscilloscopen.

Voor dit soort schakelingen worden meestal kristallen, ook kwartsen genoemd, toegepast. Ondanks dat het kristal, zoals dat op dit moment wordt gefabriceerd, een zeer oud elektronisch onderdeel is, neemt de belangrijkheid ervan nog steeds toe.

Soorten frequentie-referenties

Naast het traditionele kwartskristal zijn er echter ook nog andere onderdelen ontwikkeld, waarmee het mogelijk is signalen met zeer stabiele frequenties te genereren.

Een overzicht van de op dit moment ter beschikking staande onderdelen:
- de traditionele kristallen of kwartsen voor frequenties van enige MHz tot ongeveer 200 MHz;
- de stemvork oscillatoren voor frequenties van 10 tot 100 kHz;
- de oppervlaktegolf resonatoren voor frequenties tot ver in de honderden MHz.

In de volgende subhoofdstukken zullen deze drie onderdelen besproken worden, waarbij de nadruk zal vallen op het traditionele kwartskristal. Dit onderdeel is immers zeer goedkoop en goed leverbaar.

Fabricage van het kwartskristal

Het piëzo-elektrische effect

Bepaalde materialen zoals kwarts vertonen een piëzo-elektrisch effect. Wanneer zo'n materiaal wordt samengedrukt of uitgerekt ontstaat er over het materiaal een elektrische spanning. Wanneer omgekeerd een elektrische spanning over het materiaal wordt gezet dan zal dit samendrukken of uitgerekt worden.
Het materiaal reageert dus op een wisselend elektrisch veld door het uitvoeren

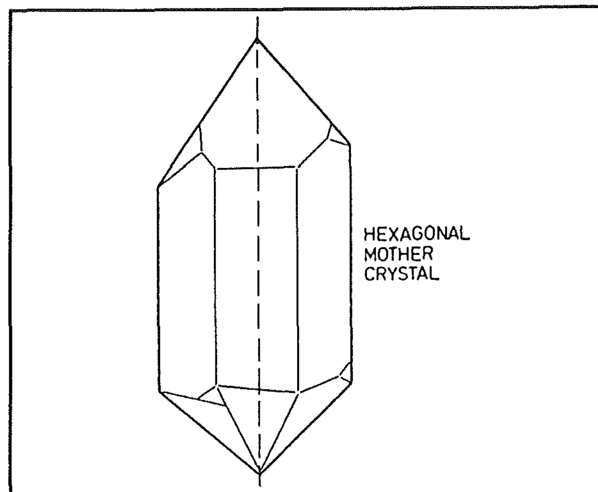
van een periodieke beweging. De frequentie waarmee dit gebeurt is afhankelijk van de fysische eigenschappen van het materiaal, met name de dikte van het plaatje.

Door deze eigenschap is het mogelijk een materiaal met piëzo-elektrische eigenschappen te gebruiken voor het genereren van een wisselspanning met een zeer constante frequentie.
Als men namelijk over een plaatje materiaal met dergelijke eigenschappen een wisselspanning zet, dan zal het plaatje één frequentie uit dit signaal gaan versterken. Dat is de frequentie waarbij het plaatje maximaal gaat trillen. Door dit trillen en door het genoemde effect zal er over het plaatje namelijk een vrij grote spanning ontstaan waarvan de frequentie gelijk is aan de mechanische resonantiefrequentie van het plaatje.

Het piëzo-elektrische effect werd in 1880 ontdekt door Jacques en Pierre Curie en werd voor het eerst gebruikt voor het regelen van de frequentie van een elektronische oscillator in 1921 door W. Gady.

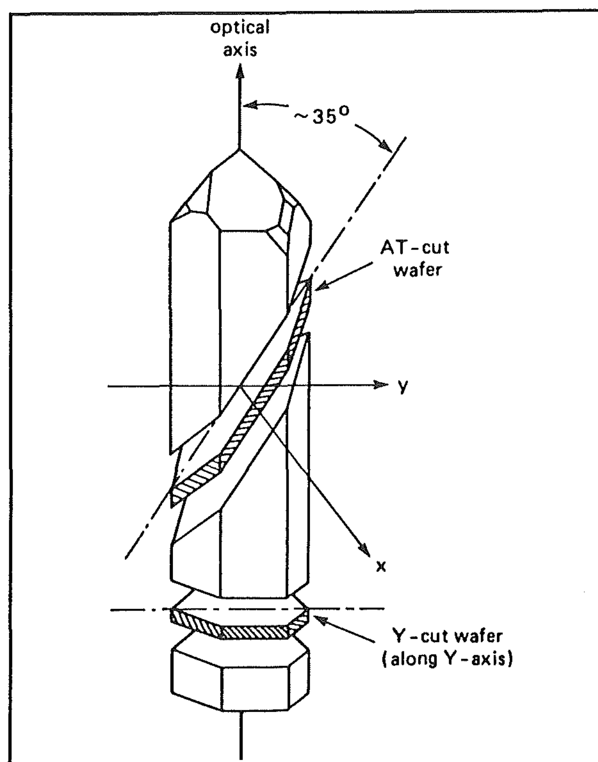
Grondstoffen

Er bestaan ongeveer 3000 minerale grondstoffen die piëzo-elektrische eigenschappen hebben. De meeste mineralen zijn in hun natuurlijke vorm echter volstrekt onbruikbaar vanwege onzuiverheden die in het materiaal aanwezig zijn. Voor de fabricage van kwartskristallen werd vroeger gebruik gemaakt van ruw kwarts, gedolven in Brazilië. Dit kwarts werd gesmolten onder zeer hoge druk en nadien uitgekristalliseerd. Er ontstaan dan grote hexagonale kristallen met de typische vorm die in figuur 3/3.25-1 geschetst is.



Figuur 3/3.25-1: Het basiskristal met de typische hexagonale vorm.

Tegenwoordig wordt echter hoofdzakelijk gebruik gemaakt van synthetische kristallen. Deze bevatten veel minder kristalfouten en zijn veel zuiverder dan de natuurlijke materialen.



Figuur 3/3.25-2: Geometrie van de Y- en de AT-snedes.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

Het snijden van het kristal

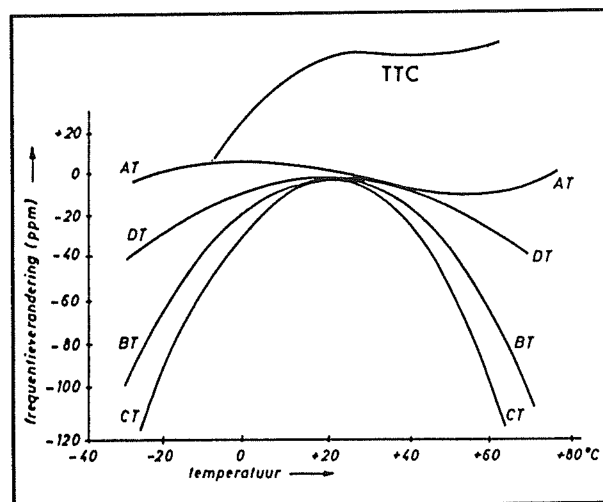
Uit het basiskristal kunnen duizenden dunne plaatjes gezaagd worden. Deze plaatjes vormen de basis van de elektronische onderdelen die men kwartskristallen noemt. De eigenschappen van het plaatje hangen niet alleen af van de dikte ervan, maar ook van de hoek (de snede) waaronder de plaatjes uit het basiskristal gezaagd zijn.
In figuur 3/3.25-2 zijn de twee meest gebruikte snedes getekend.

De dikte van het plaatje bepaalt de uiteindelijke resonantiefrequentie van het kristal, de snede bepaalt voornamelijk de mate waarin de resonantiefrequentie afhankelijk is van de temperatuur.

- De AT-snede
  De AT-snede maakt een hoek van ongeveer 35 graden met de optische lengte-as van het basiskristal. Met deze snede kunnen kristallen worden gemaakt met resonantiefrequenties tussen de 1 en de 250 MHz.
- De Y-snede
  Deze snede wordt voornamelijk toegepast bij kristallen die gebruikt worden voor het meten van temperaturen. Deze snede heeft namelijk een temperatuurscoëfficiënt die lineair is in functie van de temperatuur. Zo zal een 10 MHz kristal, gesneden volgens de Y-snede en met een basisfrequentie van 10 MHz een lineair frequentieverloop hebben van 800 Hz per graad Celsius over een breed temperatuurbereik. Het zal duidelijk zijn dat dergelijke kristallen niet geschikt zijn voor toepassing in referentiegeneratoren!
- Overige sneden
  Naast de meest toegepaste AT- en Y-sneden worden er ook nog een hele boel andere sneden gebruikt, zoals de DT-, de BT- en de CT-sneden. Deze worden voornamelijk toegepast voor het fabriceren van kristallen met zeer lage frequenties, maar hebben slechte temperatuurskarakteristieken.
- De speciale TTC-snede
  Een speciale vermelding verdient de TTC-snede, de zogenaamde "Thermal Transiënt Compensated" snede.
  Deze heeft een slechte stabiliteit bij lage temperaturen maar een zeer hoge stabiliteit bij hoge temperaturen. Dergelijke kristallen zijn dus uitermate geschikt voor inbouw in kritische thermostaatgeregelde oscillatoren, waarbij het kristal op een constante vrij hoge temperatuur wordt gehouden door een elektronische regelschakeling.

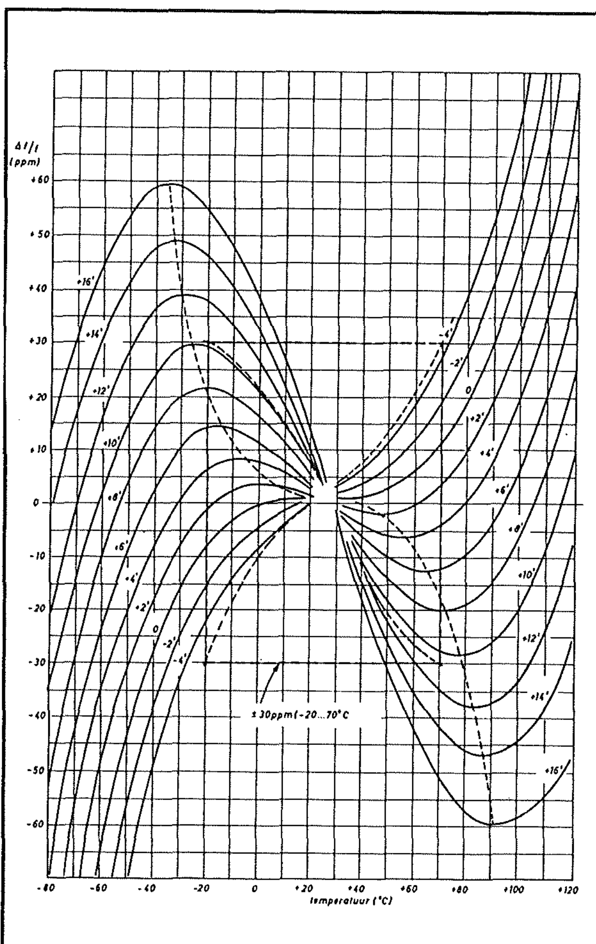
De temperatuurscoëfficiënt van kwartskristallen

De afhankelijkheid van de temperatuurscoëfficiënt van de snedehoek wordt gedemonstreerd aan de hand van de grafiek van figuur 3/3.25-3.



Figuur 3/3.25-3: De temperatuurscoëfficiënt van de verschillende snedes.

Omdat in de praktijk meestal wordt gewerkt met de AT-snede worden de temperatuurseigenschappen van deze kristallen nader besproken.
In figuur 3/3.25-4 wordt de invloed van zeer kleine variaties in de snedehoek op de temperatuurscoëfficiënt gedemonstreerd.
De getallen in de grafieken geven de snede-afwijking in graad-minuten aan. Hieruit blijkt duidelijk dat zelfs de geringste afwijking van de ideale snedehoek een grote invloed heeft op de temperatuurscoëfficiënt!



Figuur 3/3.25-4: Invloed van kleine afwijkingen in de snedehoek op de temperatuurscoëfficiënt bij de AT-snede.

Het blijkt in de praktijk erg moeilijk een snedetolerantie van minder dan 2 graadminuten aan te houden. Vandaar dat er in de praktijk nogal wat spreiding kan zitten op de temperatuurseigenschappen van verschillende exemplaren van hetzelfde type kristal.

De frequentie in functie van de plaatdikte

Zoals reeds gezegd wordt de resonantiefrequentie van een kwartskristal in eerste instantie bepaald door de snedehoek en door de dikte van het uitgezaagde plaatje.
Het zal duidelijk zijn dat de frequentie omgekeerd evenredig is met de dikte van het plaatje!
Voor de AT-snede geldt bijvoorbeeld dat de frequentie ongeveer gelijk is aan 1,675 MHz voor een plaatje met een dikte van 1 mm.

Nu is kwarts een zeer hard materiaal dat zeer moeilijk te bewerken is. Door het zagen en slijpen van de plaatjes wordt de oppervlaktestruktuur van het kristal beschadigd.
Dit wordt verholpen door de oppervlakken chemisch te etsen of mechanisch te polijsten. Door deze nabewerkingen zal het plaatje echter iets dunner worden, waardoor de resonantiefrequentie stijgt. Dit kan verholpen worden door een dun goudlaagje op het kwartsplaatje op te dampen. Een goudlaag van één atoom dik heeft een invloed van 2 parts per million op de resonantiefrequentie van het plaatje.

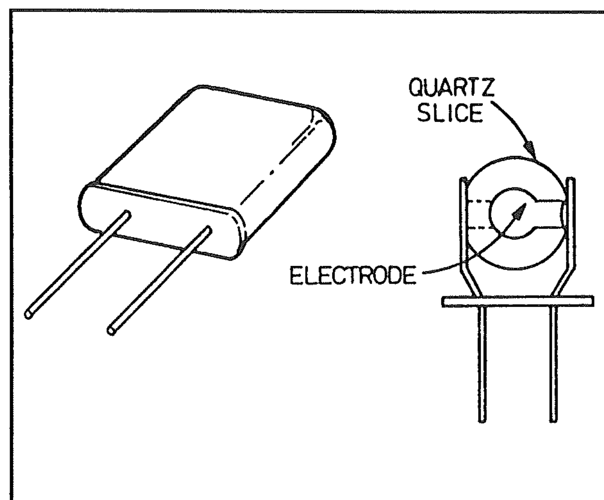
De constructie van kwartskristallen

Nadat de kwartsplaatjes klaar zijn worden deze ingebouwd in metalen of glazen behuizingen. Het plaatje wordt volgens fi-

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

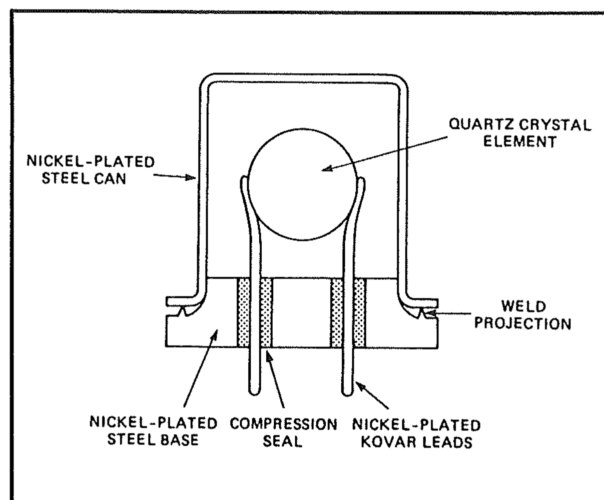
guur 3/3.25-5 ingeklemd tussen twee elektroden die ieder op een steundraad zijn gelast. De steundraden gaan via een geïsoleerde voetplaat naar buiten. De voetplaat wordt in een metalen of glazen behuizing gemonteerd.

De eigenschappen van het praktische kwartskristal worden in niet geringe mate bepaald door de behuizing.

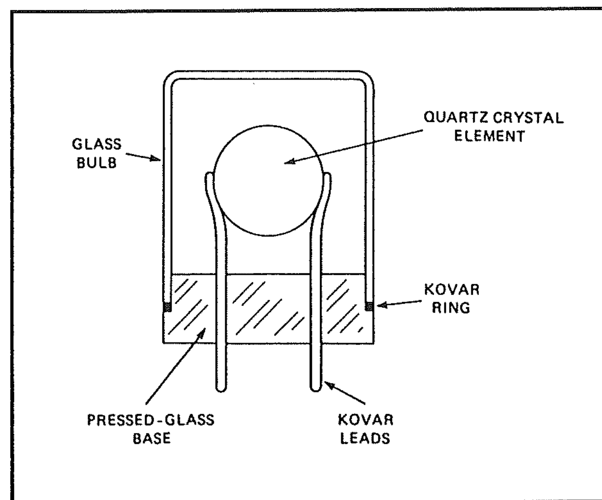


Figuur 3/3.25-5: De basisconstructie van een kwartskristal.

- Metalen behuizing
  Bij deze behuizing, geschetst in figuur 3/3.25-6, wordt de metalen voetplaat door middel van weerstandslassen bevestigd op een kapje van vernikkeld plaatstaal. Mogelijke problemen als gevolg van kortsluitingen tussen voetplaat en aansluitpennen worden voorkomen door stuksgewijze controle van de stalen voetplaatjes. De hermetische behuizing wordt volledig vertind om corrosie- en soldeerproblemen te vermijden.
  De belangrijkste voordelen van de metalen behuizing zijn de lage kostprijs en de eenvoudige toepassing in automatische soldeermachines.
  Nadeel is echter dat de metalen kap in de loop der tijd stoffen kan afscheiden die zich op het kwartsplaatje gaan hechten.
  Dat proces noemt men het verouderen van het kwartskristal. Gevolg is dat de frequentie van het kristal gaat verlopen en eigenschappen zoals de kwaliteitsfactor nadelig beïnvloed kunnen worden.



Figuur 3/3.25-6: Constructie van een kwarts in een metalen behuizing.



Figuur 3/3.25-7: De constructie van de glazen behuizing.

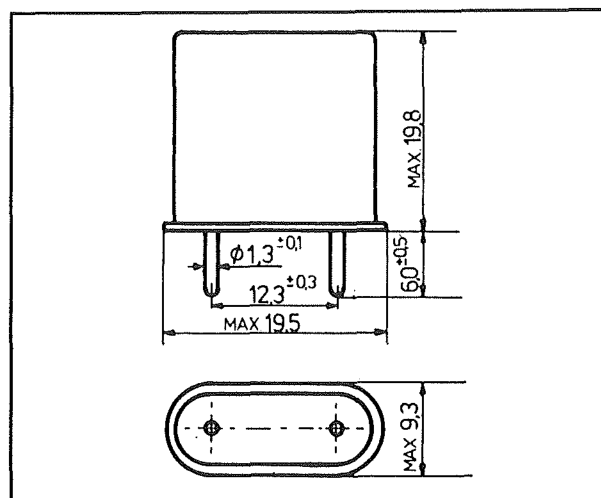
- Glazen behuizing
  De hermetisch gesloten glazen behuizing van figuur 3/3.25-7 is in de loop der jaren aanzienlijk geperfectioneerd. Bij de inbouw wordt in een groef van de glazen voetplaat een ringetje van Kovar aangebracht. Na het aanbrengen van de glazen ballon wordt het geheel verhit door een HF-generator, waarbij beide onderdelen onverbrekelijk aan elkaar worden gelast.

  Hoewel een kwartskristal in een glazen behuizing veel duurder is dan een in een metalen omhulling heeft deze constructie tal van voordelen.
  - Glas is chemisch inert en scheidt geen stoffen af die het kwartsplaatje en de elektroden kunnen aantasten.
  - De glazen ballon kan volledig ontgast worden bij temperaturen tot 500 graden onder een hoog vacuüm.
  - Glas heeft een kleinere doorlatendheid dan metaal, daardoor is de hermetische afsluiting perfect en kunnen gassen niet doordringen tot het kwartsplaatje.
  - Glazen kristallen kunnen gebruikt worden tot werktemperaturen van 300 graden.

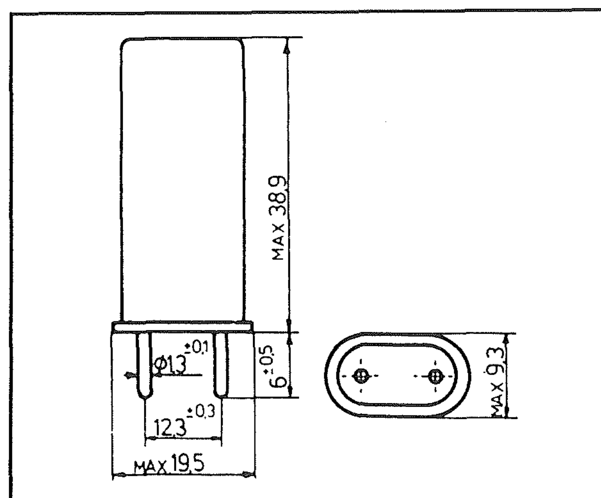
Gestandaardiseerde behuizingen
Kwartskristallen in metalen behuizingen worden aangeboden in vijf genormaliseerde behuizingen. Deze worden meestal volgens de Amerikaanse codering HC-x genoemd, waarbij x een getal is dat de afmetingen bepaalt. Deze HC-behuizingen worden nu in het kort besproken.

- De HC-6 behuizing
  - Afmetingen: figuur 3/3.25-8
  - I.E.C.-code: AA
  - Engelse code: Style D
  - Penafstand: 12,3 mm
  - Frequentiebereik: 0,2 tot 200 MHz
  - Snede: AT/CT/DT

- De HC-13 behuizing
  - Afmetingen: figuur 3/3.25-9
  - I.E.C.-code: AB
  - Engelse code: onbekend
  - Penafstand: 12,3 mm
  - Frequentiebereik: 90 tot 1000 kHz
  - Snede: BT/CT



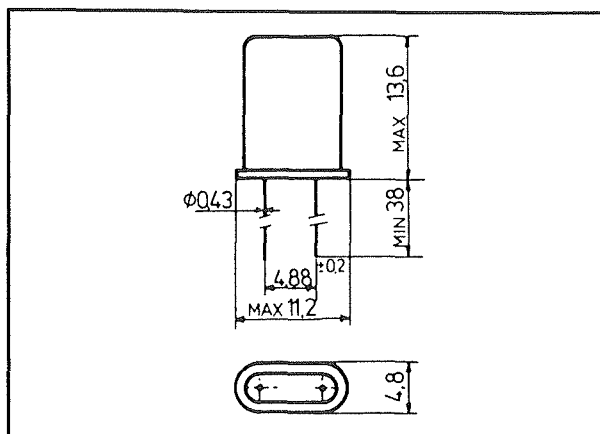
Figuur 3/3.25-8: De gestandaardiseerde HC-6 behuizing.



Figuur 3/3.25-9: De gestandaardiseerde HC-13 behuizing.

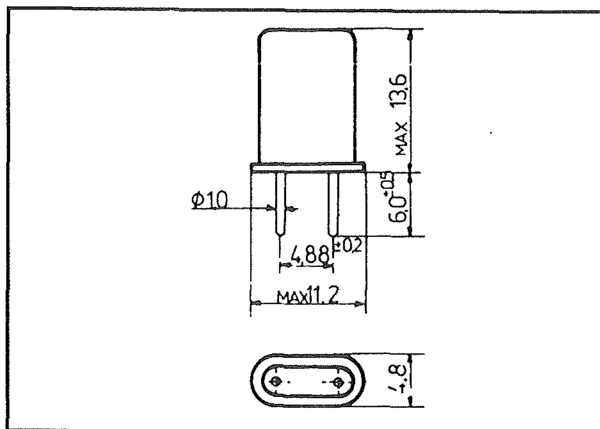
3.25 Kristallen en frequentie-referenties

- De HC-18 behuizing
  - Afmetingen: figuur 3/3.25-10
  - I.E.C.-code: BC
  - Engelse code: Style J
  - Penafstand: 4,88 mm
  - Frequentiebereik: 2 tot 180 MHz
  - Snede: AT



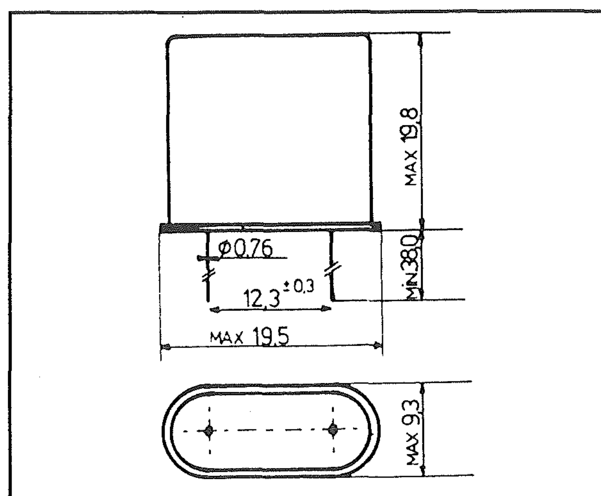
Figuur 3/3.25-10: De gestandaardiseerde HC-18 behuizing.

- De HC-25 behuizing
  - Afmetingen: figuur 3/3.25-11
  - I.E.C.-code: CX
  - Engelse code: Style K
  - Penafstand: 4,88 mm
  - Frequentiebereik: 2 tot 180 MHz
  - Snede: AT



Figuur 3/3.25-11: De gestandaardiseerde HC-25 behuizing.

- De HC-33 behuizing
  - Afmetingen: figuur 3/3.25-12
  - I.E.C.-code: BF
  - Engelse code: onbekend
  - Penafstand: 12,3 mm
  - Frequentiebereik: 0,8 tot 180 MHz
  - Snede: AT



Figuur 3/3.25-12: De gestandaardiseerde HC-33 behuizing.

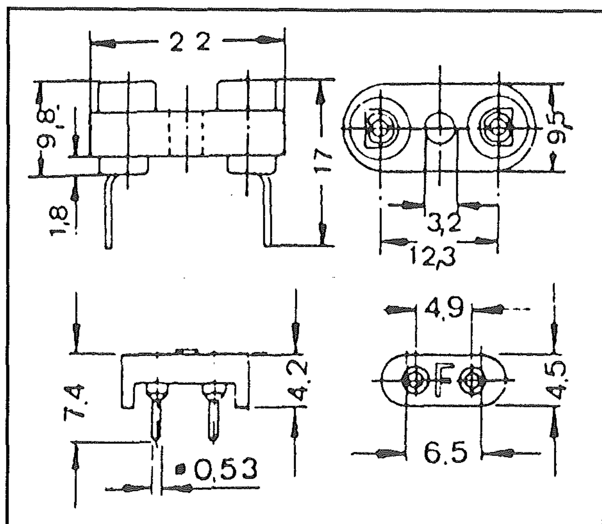
Montage van kwartskristallen

Hoewel het in principe mogelijk is kwartskristallen rechtstreeks in een print te solderen wordt aanbevolen gebruik te maken van de speciale voetjes die door diverse fabrikanten geleverd worden. In figuur 3/3.25-13 zijn twee van dergelijke voetjes getekend, respectievelijk voor de HC-6 en de HC-18 behuizingen. Deze voetjes kunnen in de print gesoldeerd worden, de kwartskristallen kunnen nadien net zoals een IC in de voetjes geprikt worden.

Leverbare resonantiefrequenties

In principe kan men kristallen maken voor iedere gewenste frequentie. Er bestaat dan ook geen gestandaardiseerde frequentiereeks, zoals dat bijvoorbeeld wel het geval is voor de waarde van weerstanden.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



Figuur 3/3.25-13: Voetjes voor HC-6 en HC-18 kristallen.

Toch zal men in de praktijk bij de meeste fabrikanten een aantal standaardfrequenties aantreffen tussen de 3 en de 20 MHz. Deze de facto standaard reeks is gegeven in de tabel van figuur 3/3.25-14.

Zoals uit het volgende subhoofdstuk zal blijken hebben alle kwartskristallen twee resonantiefrequenties, die dicht bij elkaar liggen. Men moet bij de aanschaf van een kwartskristal er dus steeds op letten of de serie- dan wel de parallelresonantiefrequentie wordt opgegeven! In de meeste gevallen is de op het onderdeel vermelde frequentie echter de parallelle resonantiefrequentie.

Elektrische eigenschappen van kwartskristallen

Het verouderen

De karakteristieken van een kwartskristal veranderen naarmate het onderdeel ouder wordt.

No.	Frequency MHz	Reference-No.
1	**3,000000**	**44883198xx**
2	3,072000	44932030xx
3	**3,276800**	**4486798020**
4	3,575611	4493123220
5	**3,579545**	**4488300517**
6	**3,579545***	**4493123017**
7	3,585056*	4493262020
8	3,809523	44930970xx
9	**3,932160**	**44883007xx**
10	**4,000000**	**44883008xx**
11	4,096000	4490003566
12	4,146660	4493092002
13	**4,194304**	**44867730xx**
14	**4,194812**	**4486778117**
15	**4,4336197**	**44883010xx**
16	**4,4336197***	**4493272020**
17	4,586000	44932670xx
18	4,608000	44931030xx
19	**4,782720***	**4493109002**
20	4,782720	44930631xx
21	4,905021	4493251020
22	**4,915200**	**44931110xx**
23	**5,000000**	**4488311222**
24	5,068880	44932881xx
25	**5,120000**	**4488301422**
26	5,185000	44883115xx
27	5,250000	4493108020
28	**5,990400**	**4493226020**
29	5,994000	44931990xx
30	**6,000000**	**44883119xx**
31	6,144000	44883120xx
32	6,220000	4493092001
33	6,250000	44883123xx
34	6,400000	44883121xx
35	6,553600	44883122xx
36	**7,164113***	**4493261020**
37	**8,000000***	**4493277017**
38	**8,867238***	**4488340120**
39	**10,000000***	**44932780xx**
40	10,245000*	44932790xx
41	10,700000	4493366035
42	11,000000	4493366xxx
43	12,000000	4493366xxx
44	14,318180*	4493385001
45	15,000000*	4493366xxx
46	16,000000*	4493366xxx
47	17,144000*	4493385002
48	17,734475*	4493385003
49	18,000000*	4493366xxx
50	18,432000*	4493366xxx
51	20,000000*	4493366xxx

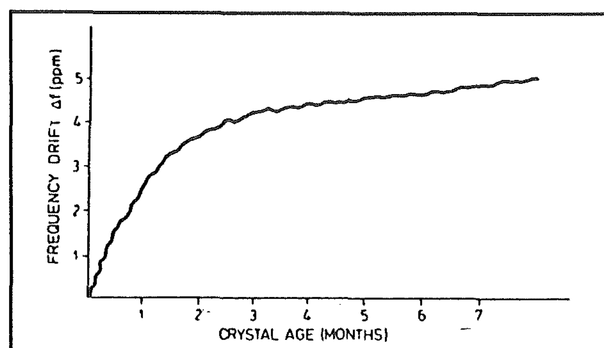
Figuur 3/3.25-14: De facto frequentiereeks van AT-snede kwartskristallen.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

Een van de belangrijkste redenen is al gegeven: het emigreren van verontreinigingen van de behuizing naar het kwartsplaatje.
Daarnaast zal er ook migratie plaats vinden van het oppervlak van het plaatje naar de behuizing, waardoor het plaatje dus iets dunner wordt.
Tot slot zullen de trillingskarakteristieken van het plaatje langzaam veranderen. Het lijkt alsof het plaatje "stijver" wordt naarmate het langer trilt.

Als men al deze effecten bij elkaar optelt komt men op een gemiddeld verouderingseffect van ongeveer 10 parts per million per jaar uit voor kwartskristallen in metalen behuizingen en 2 parts per million per jaar voor onderdelen in glazen behuizingen.

Dit verouderingseffect is, zoals duidelijk blijkt uit de grafiek van figuur 3/3.25-15, geen lineair effect. Het effect is het sterkst in de eerste levensmaanden van het kwartskristal.

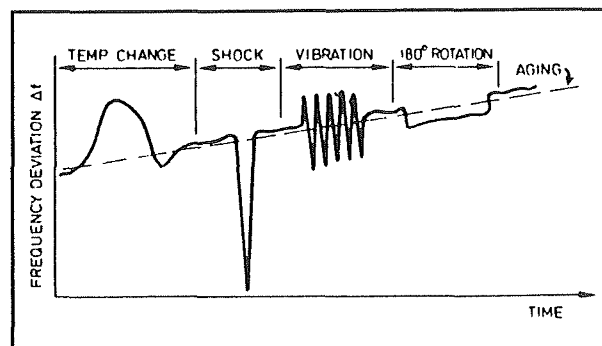


Figuur 3/3.25-15: De invloed van het verouderingseffect op de frequentie van een kwartskristal.

Het zal duidelijk zijn dat het verouderingseffect tot gevolg heeft dat zeer kritische kristaloscillatoren, zoals bijvoorbeeld toegepast in zeer nauwkeurige digitale frequentiemeters, regelmatig geijkt moeten worden!

Omgevingseffecten
De temperatuur en de levensduur zijn niet de enige factoren die de nauwkeurigheid van een kwartskristal beïnvloeden.

In figuur 3/3.25-16 zijn alle factoren die de frequentienauwkeurigheid kunnen aantasten samengevat.



Figuur 3/3.25-16: Externe factoren die de frequentie van een kwartskristal kunnen beïnvloeden.

- Temperatuur
  Hierover is reeds voldoende geschreven, maar deze factor is toch belangrijk genoeg om nog even onder de aandacht gebracht te worden. De frequentie van een kristaloscillator is afhankelijk van de temperatuur en men moet daar in de praktijk terdege rekening mee houden. Voor zeer kritische toepassingen moet men de temperatuur van het onderdeel stabiliseren, zoniet is er van een echte frequentiestandaard geen sprake!
- Veroudering
  Heeft tot gevolg dat ook een temperatuurgestabiliseerde oscillator regelmatig geijkt zal moeten worden.

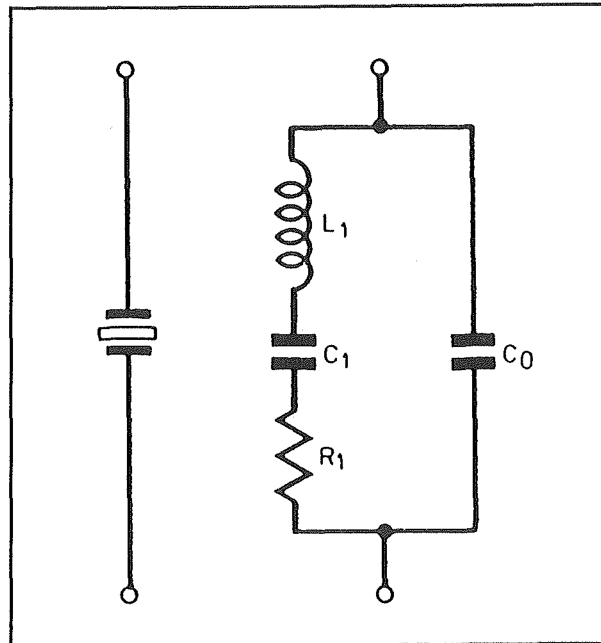
- Mechanische schokken
  Als een kwartskristal wordt onderworpen aan forse versnellingen, dus mechanische schokken, kan de frequentie van het onderdeel verlopen. Dit effect treedt niet alleen op gedurende de schokken, maar kan blijvende afwijkingen van verschillende parts per million tot gevolg hebben. Kwartskristallen moet men dus voorzichtig behandelen en niet te vaak laten vallen!
- Omdraaien van het kwartskristal
  Hoe gek het ook lijkt, als men een kwartskristal omdraait in zijn voetje kan de frequentie veranderen! Dit heeft een invloed van enige parts per million op de resonantiefrequentie en schijnt een gevolg te zijn van de invloed van de aardse zwaartekracht op het kwartsplaatje.

Al bij al lijkt een kristaloscillator helemaal niet zo'n ideale schakeling te zijn als men in eerste instantie zou verwachten.
De meeste genoemde effecten hebben echter een invloed op de frequentiestabiliteit die alleen is uit te drukken in parts per million. Belangrijk als men een echte frequentiestandaard moet hebben voor een nauwkeurige digitale frequentiemeter, maar volstrekt verwaarloosbaar als men kwartskristallen gebruikt om een scanner af te stemmen op een bepaalde zender.

Het equivalente schema van een kwartskristal

Van ieder elektronisch onderdeel kan men een zogenaamd equivalent schema opstellen.
Een serie/parallel schakeling van weerstanden, condensatoren en spoelen die de elektrische eigenschappen van het onderdeel precies nabootst.

Het equivalente schema en het symbool van een kwartskristal zijn getekend in figuur 3/3.25-17.



Figuur 3/3.25-17: Het symbool en het equivalente schema van een kwartskristal.

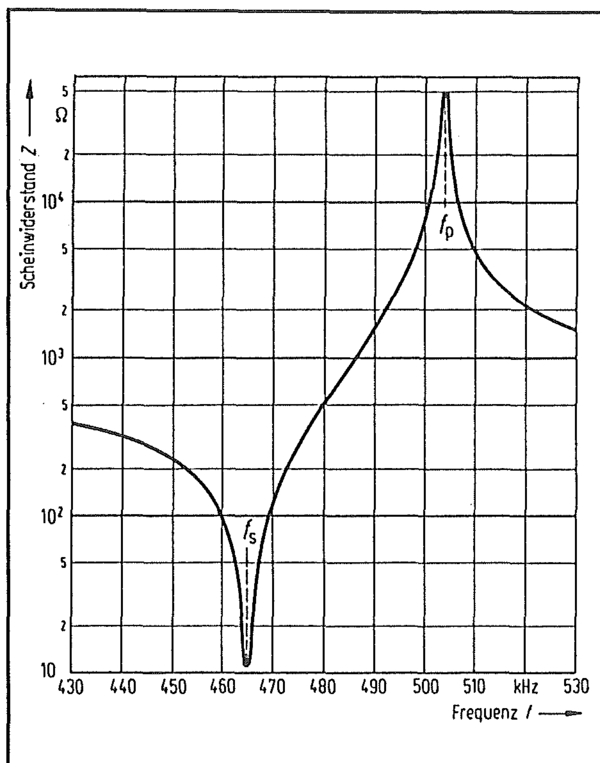
De vier elementen vertegenwoordigen:
- L1
  de resonerende massa van het kwartsplaatje
- C1
  de elastische compliantie van het kwartsplaatje
- R1
  de wrijvingsverliezen tijdens het oscilleren
- C0
  de capaciteit van het kwartsplaatje en de paracitaire montagecapaciteiten van de kristalbehuizing.

De impedantiekarakteristiek

Een kwartskristal bestaat dus uit twee LC-kringen, een seriekring opgebouwd

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

uit C1 en L1 en een parallelkring, samengesteld uit C0 en L1.
Het zal duidelijk zijn dat een kwartskristal zich dus gedraagt zoals iedere andere serie/parallel schakeling van spoelen en condensatoren. Als men het kwartskristal aansluit aan een hoogfrequent generator en de impedantie van het onderdeel meet voor verschillende frequenties, dan ontstaat de impedantiekarakteristiek van figuur 3/3.25-18.



Figuur 3/3.25-18: Het impedantieverloop van een kwartskristal in functie van de aangelegde frequentie.

Bij een bepaalde frequentie f_s treedt een minimale impedantie op. Deze frequentie komt overeen met de serieresonantiefrequentie van het kristal. Bij een iets hogere frequentie f_p treedt een maximale impedantie op. Deze frequentie is de parallelresonantiefrequentie van het onderdeel.
De f_s wordt bepaald door de serieschakeling van L1 en C1, de f_p door het parallel schakelen van C0 aan deze kring.

De resonantiefrequenties
Men kan, volgens wiskundige wetten, de exacte waarde van beide resonantiefrequenties berekenen uit de waarden van de onderdelen L1, C0 en C1. Deze formules zijn gegeven in figuur 3/3.25-19.

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 C_1)}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(L_1 \cdot \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}\right)}}$$

Figuur 3/3.25-19: De twee resonantieformules voor serieel en parallel bedrijf van een kwartskristal.

Bij de serieresonantie treedt een fasedraaiing op van nul graden. Dat is een belangrijk gegeven bij het ontwerpen van oscillatorschakelingen!

Uit het equivalente schema en de resonantieformules blijkt duidelijk dat de waarde van de parallelresonantie kan worden beïnvloed door het schakelen van een condensator over het kwartskristal. Dan wordt de waarde van C0 immers aangepast en dit onderdeel bepaalt de f_p. Nu zal er in een praktische schakeling altijd een

bepaalde parallelcapaciteit worden geïntroduceerd.

Kwartskristallen die worden gespecificeerd door hun parallelle resonantie worden daarom altijd gekalibreerd voor een specifieke waarde van de parallelle externe capaciteit.
In de meeste gevallen bedraagt deze extern aan te brengen capaciteit 20 tot 30 pF. De invloed van deze externe capaciteit op de frequentienauwkeurigheid van de oscillator is vrij groot.
Een verandering van slechts 0,5 pF op een waarde van 20 pF heeft reeds een frequentiefout van ongeveer 10 parts per million tot gevolg! Men kan dus niet zomaar gelijk welke ceramische condensator parallel schakelen, maar moet zoeken naar onderdelen met minimale temperatuurscoëfficiënt.

De diverse trillingsmodi
Kwartskristallen kunnen zowel op hun seriële als op hun parallelle resonantiefrequentie worden ingesteld.
Een en ander is afhankelijk van de schakeling waarin het onderdeel wordt opgenomen.
Omdat de frequentie van de parallelle trillingsmodus eenvoudig is te variëren door het parallel schakelen van een trimmer zal men in de meeste gevallen van deze modus gebruik maken.

Kwartskristallen kunnen echter ook op hun harmonische frequenties afgestemd worden!
Dat noemt men het "overtonen" van het kristal.
Dat is het rechtstreekse gevolg van de doorgetrokken impedantiegrafiek van een kwartskristal, voorgesteld in figuur 3/3.25-20.

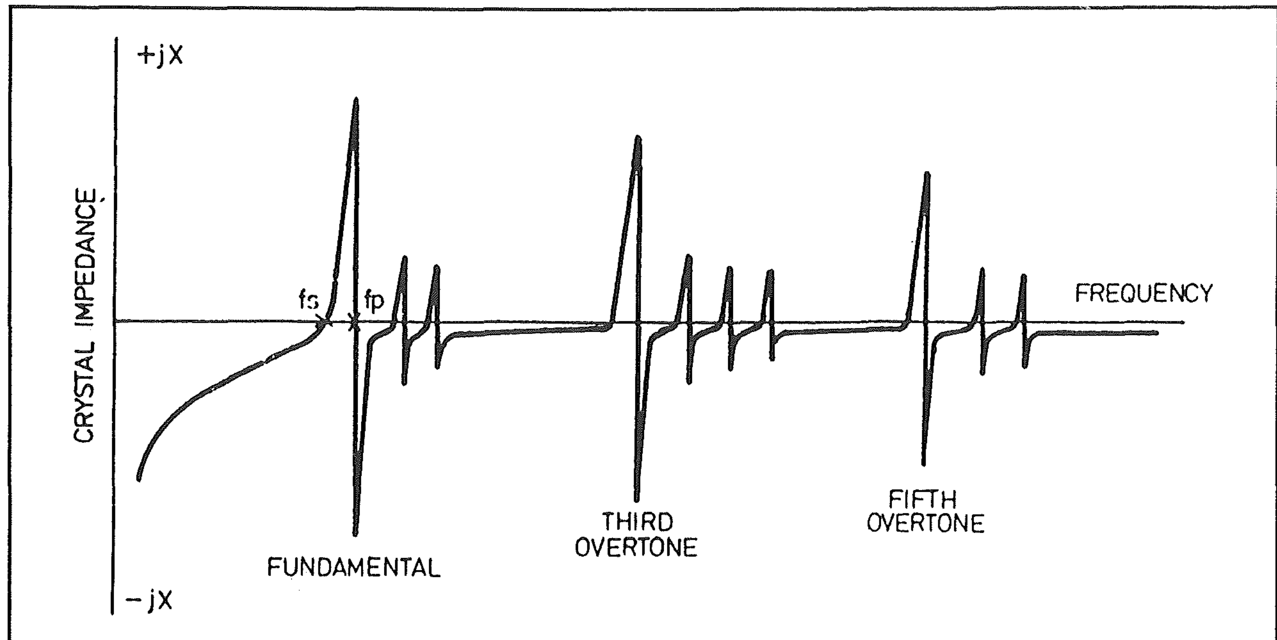
In deze grafiek is niet alleen het impedantieverloop weergegeven, maar ook het inductieve of capacitieve gedrag van het kristal. Duidelijk blijkt dat na de resistieve punten f_s en f_p er nog een heleboel frequenties terug te vinden zijn waarbij het kristal zich zuiver resistief gedraagt en er sprake is van een minimale of maximale impedantie.
In principe is het mogelijk het kwartskristal op al deze frequenties te laten trillen.
In de praktijk maakt men echter alleen gebruik van de derde en vijfde harmonischen.

De kwaliteitsfactor van een kwartskristal
De amplitude van de trilling over een kwartskristal zal in iedere praktische schakeling afhangen van de kwaliteitsfactor Q van het onderdeel. Deze factor wordt in hoge mate bepaald door de waarde van de R1 uit het equivalente schema.

De kwaliteit van een kwartskristal in parallelle modus wordt gedefinieerd door de zogenaamde "equivalente parallelle weerstand" EPR. Hoe hoger deze EPR, hoe groter de kwaliteit van het kristal is.
Bij serieel bedrijf geldt een waarde ESR, de "equivalente seriële weerstand". Nu geldt het omgekeerde, hoe kleiner de ESR, hoe groter de kwaliteit van het kristal.

De EPR en ESR zijn waarden die moeilijk te voorspellen zijn bij het zagen van de plaatjes uit het moederkristal. Vaak zal de EPR meer dan een factor vijf verschillen tussen identieke kristaltypen! Alle kristallen van een bepaald type hebben uiteraard wel een minimale EPR en het is deze waarde die men moet aanhouden bij het ontwerpen van schakelingen.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



Figuur 3/3.25-20: De volledige impedantiegrafiek van een kwartskristal.

Het gedissipeerde vermogen
Als een kwartskristal wordt toegepast in een oscillator zal er over het onderdeel een bepaalde wisselspanning ontstaan. Deze spanning zal in de EPR of ESR een bepaald vermogen dissiperen.
Als er een te grote spanning over het kwartskristal ontstaat zal het gedissipeerde vermogen te groot worden. Dat heeft drie nadelige gevolgen.

- Er kunnen ongewenste oscillaties ontstaan op een van de na f_p liggende pieken uit figuur 3/3.25-20.
- De dissipatie kan het kristalplaatje opwarmen, waardoor niet blijvende frequentieverschuivingen kunnen optreden.
- Door de grote trillingsamplitude ontstaan mechanische spanningen in het kristal waardoor de resonantiefrequentie blijvend aangetast wordt.

Het is dus zaak de spanning over een kristal zo klein mogelijk te maken.

Maar anderzijds mag het signaal weer niet te klein zijn, omdat de schakeling dan vaak niet zal oscilleren bij het inschakelen van de voedingsspanning. Dit verschijnsel wordt versterkt door het zogenaamde "SLD-effect".
De seriële ESR heeft namelijk de neiging om groter te worden als het kristal enige tijd niet geactiveerd wordt. Stuurt men het kristal met te weinig signaal aan, dan is het gevolg dat de oscillator na een rustperiode van een bepaalde duur niet zal willen starten.

In het algemeen raadt men onderstaande uitsturingsvermogens aan in het kristal.

- 1 tot 3 MHz op grondtoon:
  1,0 mW
- 3 tot 20 MHz op grondtoon:
  0,5 mW
- meer dan 20 MHz op grondtoon:
  0,2 mW
- 20 tot 140 MHz op harmonischen:
  0,5 mW

Praktische kristaloscillatoren

Inleiding

Een kwartskristal moet opgenomen worden in een oscillatieschakeling. Hierbij gelden de algemene oscillatievoorwaarden.

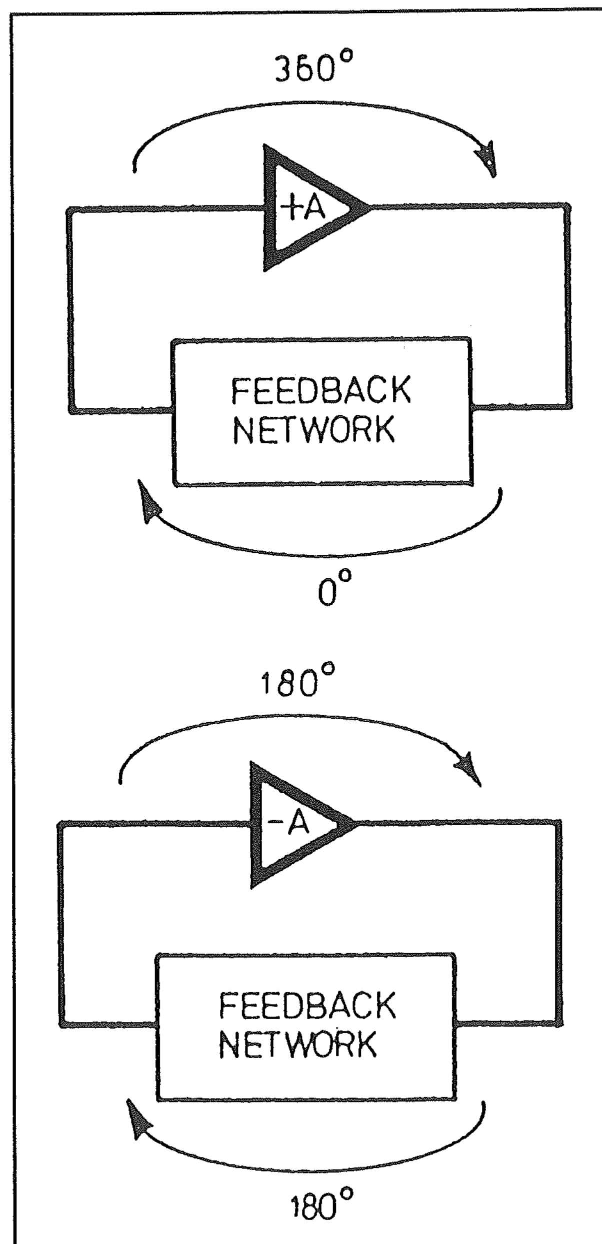
- Het kristal wordt opgenomen in de terugkoppeling tussen de in- en de uitgang van de schakeling en wel zo dat de totale fasedraaiing gelijk is aan 360 graden.
- De schakeling moet een versterkingsfactor hebben die groot genoeg is om de verliezen in de terugkoppeling op te vangen.

Beide voorwaarden kunnen vervuld worden door de principeschakelingen die in figuur 3/3.25-21 getekend zijn.

In de bovenste schakeling wordt gebruik gemaakt van een versterker die een fasedraaiing geeft van 360 graden. Het terugkoppelnetwerk FEEDBACK moet dan bij de resonantiefrequentie een fasedraaiing van 0 graden hebben. Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling bruikbaar is voor kristallen die in de seriële modus worden aangestuurd.

In de onderste schakeling wordt gebruik gemaakt van een versterker die 180 graden draait. Dat kan bijvoorbeeld een eentraps transistorversterker zijn, deze heeft immers een fasedraaiing van 180 graden tussen de basis en de collector.

In de volgende paragrafen worden een aantal praktische kristaloscillatorschakelingen besproken met hun voor- en nadelen.



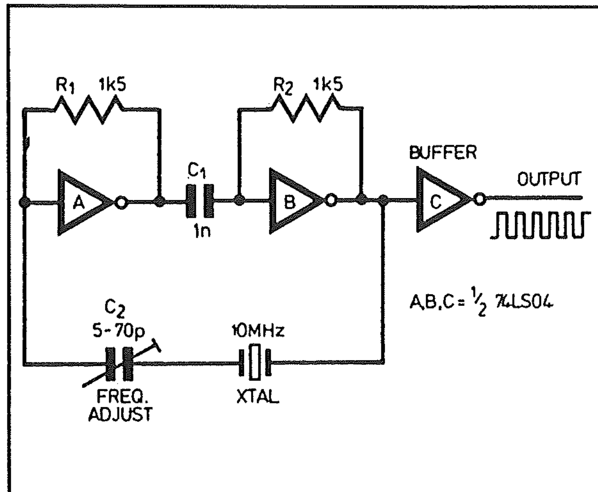
Figuur 3/3.25-21: Twee principeschakelingen waarmee alle kristaloscillatoren werken.

TTL-compatibele oscillator

In figuur 3/3.25-22 is het schema getekend van een kristaloscillator die opgebouwd kan worden rond twee TTL-poorten of -inverters.

Een handige schakeling, omdat men vaak twee poortjes over heeft die voor dit doel

dus uitstekend van pas komen en de schakeling uiteraard een rechtstreeks door TTL-schakelingen te verwerken vierkantsgolf levert.

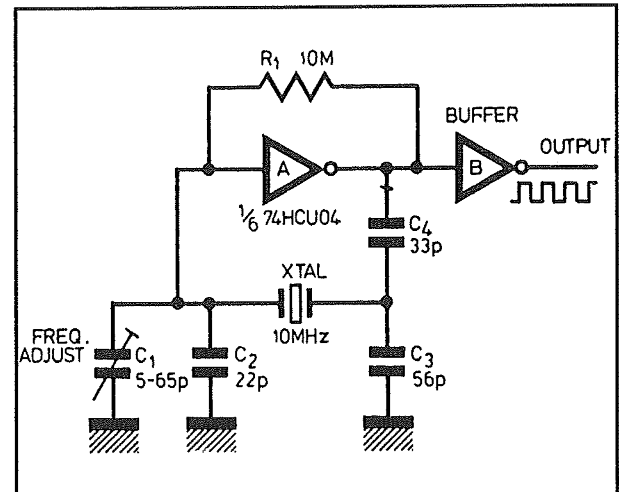


Figuur 3/3.25-22: Een eenvoudige TTL-compatibele kristaloscillator.

De twee inverters worden door middel van de weerstanden R1 en R2 ingesteld als lineaire versterkers.
Iedere schakeling geeft een fasedraaiing van 180 graden, het zal dus duidelijk zijn dat men het kristal in de seriële modus moet toepassen. Een in serie opgenomen trimmer zorgt voor het ijken van de frequentie.

Deze eenvoudige schakeling heeft echter enige nadelen.
Op de eerste plaats kunnen de inverters ongewenste faseverschuivingen introduceren.
Deze moeten gecompenseerd worden met de trimmer, hetgeen de grote waarde van dit onderdeel verklaard.
Het is maar de vraag of men zowel de faseverschuivingen kan compenseren als de schakeling op de juiste frequentie kan afregelen!

Op de tweede plaats wordt het kristal behoorlijk overstuurd. Zoals reeds besproken kan dit tot degeneratie van het onderdeel voeren.

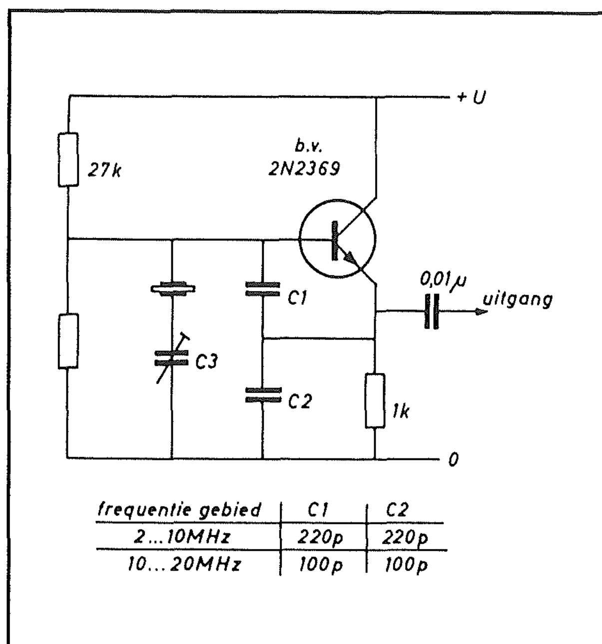


Figuur 3/3.25-23: Een verbeterde TTL-compatibele kristaloscillator.

Verbeterde TTL-compatibele oscillator
De schakeling van figuur 3/3.25-23 kost enige onderdelen meer, maar valt veruit te verkiezen boven deze van de vorige figuur.

In feite vormt deze schakeling een aangepaste versie van de bekende Pierce-oscillator. Een snelle CMOS-poort zorgt voor het versterken en levert 180 graden fasedraaiing.
Het π-netwerk, bestaande uit het kristal, C1, C2 en C3, levert de overige 180 graden.
De 74HCU04 is uitstekend geschikt voor deze schakeling omdat zijn hoge ingangsimpedantie het netwerk niet belast. Bovendien bevat deze schakeling slechts één actieve trap, zodat de kans op ongewenste faseverschuivingen minimaal is. Deze twee voordelen gaan verloren als men een 74HC04 zou gebruiken!

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



frequentie gebied	C1	C2
2...10MHz	220p	220p
10...20MHz	100p	100p

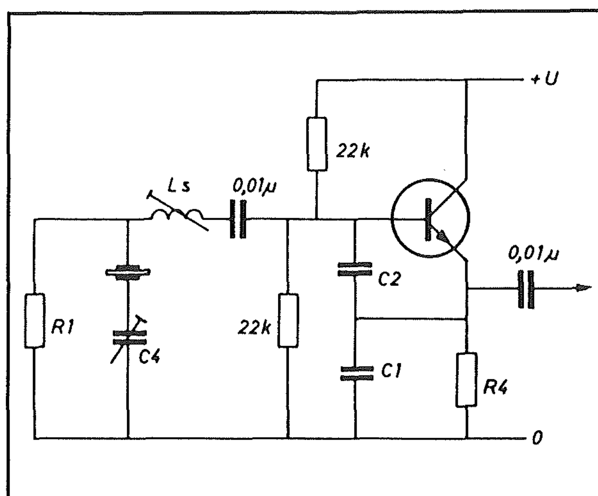
Figuur 3/3.25-24: Eenvoudigste uitvoering van een transistoroscillator.

De schakeling heeft een tamelijk goede frequentiestabiliteit in functie van de voedingsspanning.
Een daling of stijging van de +5 V voeding met 1 % levert een frequentiefout op van 2,3 parts per million.

Eenvoudige transistoroscillator

In figuur 3/3.25-24 is de meest eenvoudige uitvoering van een kristaloscillator getekend die werkt met een bipolaire transistor als actief element. Ook deze schakeling is gebaseerd op het Pierce-principe.

Deze schakeling is bruikbaar in het frequentiegebied tussen de 1 en de 25 MHz, waarbij het kristal in zijn parallelle modus wordt aangestuurd.
De waarde van de trimmer C3 is afhankelijk van de parameters van het kristal, maar met een waarde van 50 pF zal men in de meeste gevallen wel iets bruikbaars bereiken.



Figuur 3/3.25-25: Colpitts-oscillator voor frequenties tot 60 MHz.

Colpitts-oscillator voor seriële modus

In figuur 3/3.25-25 wordt een schema gegeven waarbij het kristal, ondanks de enkelvoudige versterkertrap, toch in zijn seriële modus kan bedreven worden.
Voorwaarde is dat de resonantiekring Ls/C1/C2 op de frequentie van het kristal wordt afgeregeld.

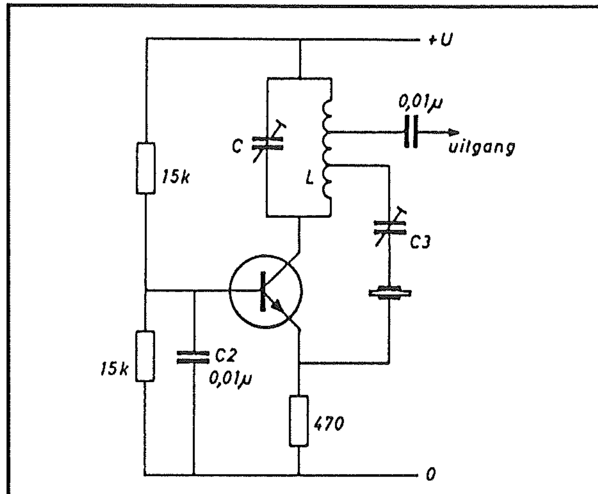
Deze schakeling is bruikbaar tot ongeveer 60 MHz.

Transistorschakeling voor hogere frequenties

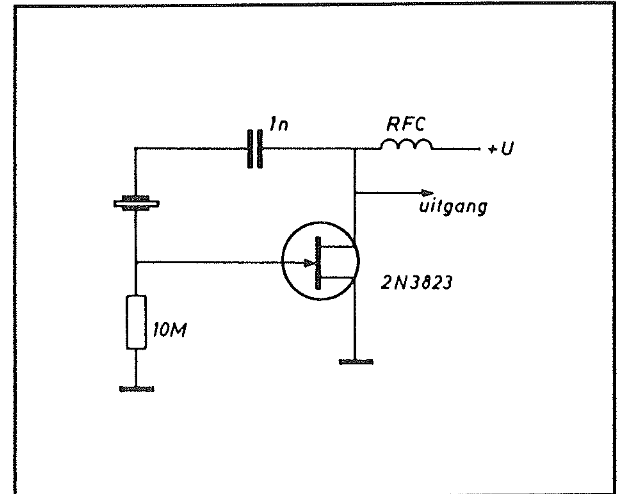
De schakeling van figuur 3/3.25-26 is bruikbaar tussen de 50 en de 250 MHz, waarbij kristallen gebruikt worden die resoneren op hun elfde harmonische.

De schakeling is vrij kritisch, zo moet de aftakking op de spoel precies worden aangepast aan de impedantie van het kristal. De kring LC moet afgestemd worden op de werkfrequentie, met C3 kan men het kristal dwingen te gaan oscilleren op de geselecteerde harmonische.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



Figuur 3/3.25-26: Kristaloscillator voor frequenties tot 250 MHz in de overtone-mode.



Figuur 3/3.25-27: Eenvoudige FET-oscillator met een breed frequentiebereik.

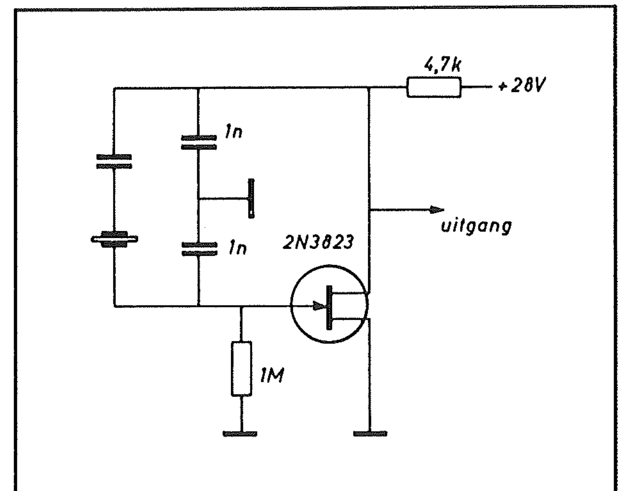
Eenvoudige kristaloscillator met FET

In figuur 3/3.25-27 is het schema gegeven van een zeer eenvoudige Pierce-oscillator met een FET als actief element.
Deze schakeling heeft het voordeel dat men zonder enig probleem kristallen met zeer uiteenlopende frequenties kan monteren zonder dat er iets aan het schema gewijzigd moet worden.

Doordat de gate van een FET een veel hogere ingangsimpedantie heeft dan de basis van een bipolaire transistor wordt het kristal nauwelijks belast.
De hoge kwaliteitsfactor van het onderdeel blijft gehandhaafd, hetgeen resulteert in een zeer goede frequentiestabiliteit.

Colpitts-oscillator met FET

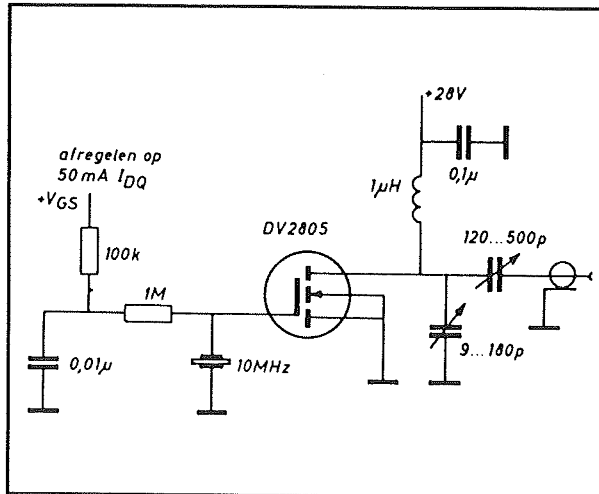
In figuur 3/3.25-28 is een Colpitts-schakeling getekend die bruikbaar is voor lage frequenties. Voor kristallen met resonantiefrequenties onder de 1 MHz biedt deze schakeling een uitstekende frequentiestabiliteit.



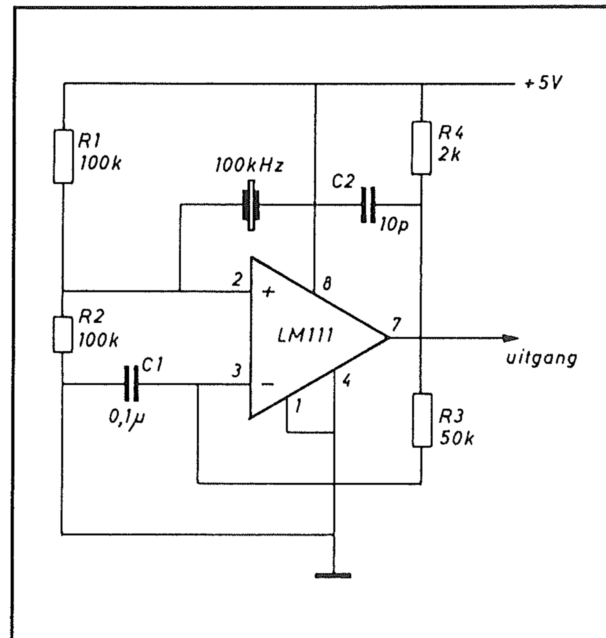
Figuur 3/3.25-28: Colpitts-oscillator voor lage frequenties.

Oscillator voor hoge vermogens

Door gebruik te maken van een hoogvermogen MOSFET kan, zie figuur 3/3.25-29, een vermogen van 5 W worden gegenereerd bij een frequentie van 10 MHz. Deze schakeling levert bij een voedingsspanning van +28 V een uitgangsspanning met een top-tot-top waarde van niet minder dan 56 V over een uitgangsimpedantie van 78 Ω.



Figuur 3/3.25-29: Vermogensoscillator met een uitgangsvermogen van 5 W bij 10 MHz.



Figuur 3/3.25-30: Een schakeling met operationele versterker is bruikbaar tot enige honderden kHz.

De VMOSFET van het type DV2805 van Siliconix heeft een spanningsversterking van 5, zodat er over het kristal een top-tot-top spanning staat van 11 V.
Dat heeft tot gevolg dat de minimale EPR van het kwartskristal gelijk moet zijn aan 100 kΩ om onder de 1 mW dissipatie te blijven.

Laagfrequent oscillator met op-amp
Als men lage referentiefrequenties nodig heeft, bijvoorbeeld voor het sturen van digitale systemen, kan men gebruik maken van een operationele versterker als actief element.
Zoals uit het schema van figuur 3/3.25-30 blijkt wordt het kristal opgenomen tussen de uitgang en de inverterende ingang. De schakeling werkt als een vrijlopende multivibrator, die gedwongen wordt op de kristalfrequentie te oscilleren. Het kristal wordt gebruikt in zijn seriële modus omdat de meekoppeling via het kristal alleen maar werkt als het onderdeel zijn minimale impedantie heeft.

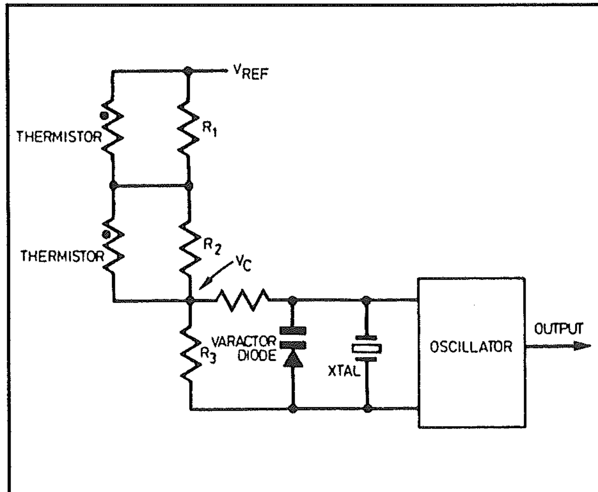
Slotopmerkingen over kristallen

TCXO's, of Temperature Compensated Xtal Oscillators
De frequentie van een kristaloscillator is afhankelijk van de temperatuur. Is dit niet aanvaardbaar, dan zal men externe schakelingen moeten aanbrengen die de temperatuurscoëfficiënt van het onderdeel neutraliseren.

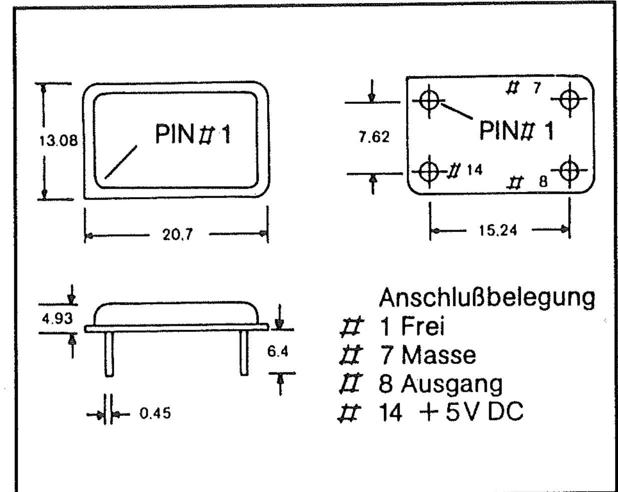
In figuur 3/3.25-31 is een schakeling getekend waarmee dit mogelijk is.

Bij deze schakeling, die men TCXO noemt, temperature compensated xtal oscillator, wordt een varicapdiode parallel geschakeld aan het kristal.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



Figuur 3/3.25-31: Het compenseren van de invloed van de temperatuurscoëfficiënt van het kristal.



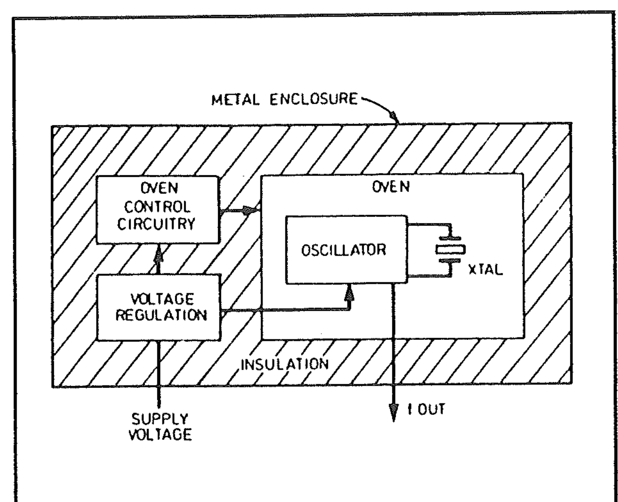
Figuur 3/3.25-32: Behuizing van een commercieel leverbare TCXO.

Dat kan natuurlijk alleen maar als het kristal met één aansluiting aan de massa zit, maar zoals uit de vorige tekeningen blijkt is dat meestal eenvoudig te realiseren door kristal en trimmer van plaats te verwisselen.
De thermistoren leveren het stuursignaal Vc voor de varicap, deze past zijn capaciteit zodanig aan dat de kring op een constante frequentie blijft oscilleren.

Uiteraard kan men deze schakelingen niet zélf ontwerpen, tenzij men een temperatuurkamer en oneindig veel geduld ter beschikking heeft.
Diverse fabrikanten leveren echter kant-en-klare TCXO's in één behuizing, waarbij stabiliteiten tot 1 parts per million realiseerbaar zijn.

In figuur 3/3.25-32 zijn de behuizing en de aansluitcodering van zo'n mudule getekend. Meestal worden deze onderdelen gevoed uit een spanning van +5 V en leveren zij een TTL-compatibele uitgangspuls af.

OXO's, of Ovenised Xtal Oscilators
Voor zeer kritische toepassingen, zoals de tijdbasis van een digitale frequentiemeter met acht digits, moet men gebruik maken van thermostatisch geregelde kristaloscillatoren. Deze zijn modulair te koop en opgebouwd volgens figuur 3/3.25-33.



Figuur 3/3.25-33: Samenstelling van een OXO.

De oscillatorschakeling zit in een thermisch geïsoleerd oventje, dat door een

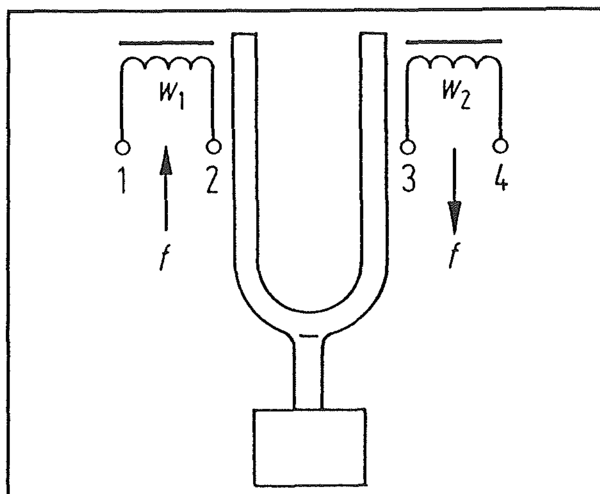
verwarmingsweerstand en een thermostaatregeling op een constante temperatuur wordt gehouden.
Bij de goedkopere OXO's wordt gewerkt met een aan/uit-regeling, net zoals bij de verwarming in huis. De oven wordt gestookt totdat een bepaalde temperatuur (meestal rond de 70 graden) is bereikt. Dan wordt het element uitgeschakeld totdat de oven tot een bepaalde iets lagere temperatuur is afgekoeld.
Bij de duurdere modellen wordt gebruik gemaakt van een echte proportionele regeling. Het vermogen dat aan de verwarmingsweerstand wordt toegevoerd wordt continu geregeld, zodat de oven op een zeer constante temperatuur blijft.

Stemvork oscillatoren

Inleiding
Kristallen kunnen weliswaar voor zeer lage frequenties gemaakt worden, maar de afmetingen van het kwartsplaatje worden dan erg groot.
Men heeft daarom naar alternatieven gezocht. Stemvork oscillatoren werken niet volgens het piëzo-elektrische effect, maar maken gebruik van zuiver mechanische wetten.

De principiële werking
De werking volgt uit de principiële samenstelling die is getekend in figuur 3/3.25-34.

In de behuizing is een zeer klein stemvorkje opgenomen. Iedere tand van de vork is voorzien van een al even klein spoeltje. Als door het linker spoeltje een stroom wordt gestuurd zal het vorkje naar links getrokken worden.



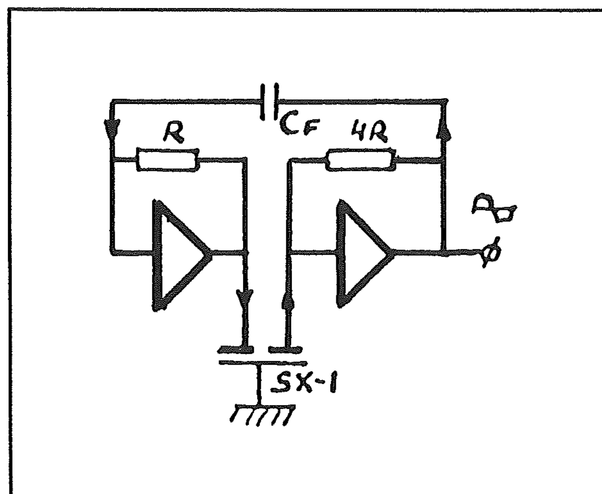
Figuur 3/3.25-34: Samenstelling van een stemvork oscillator.

Valt de stroom weer weg, dan gaat de vork even resoneren op zijn eigen frequentie. Het gevolg is dat in het rechter spoeltje een kleine spanning wordt gegenereerd met een frequentie die gelijk is aan de mechanische resonantie van de stemvork. Door een terugkoppeling aan te brengen tussen het ene en het andere spoeltje krijgt men een systeem dat de vork in constante trilling houdt en waarvan een signaal met een zeer constante frequentie afgeleid kan worden.

De basisschakeling van een stemvork oscillator is getekend in figuur 3/3.25-35. Twee versterkers vormen, samen met de terugkoppelingscondensator CF en de stemvork, een gesloten lus. De linker versterker stuurt een stroom door de linker spoel van de stemvork, de rechter versterker versterkt het kleine signaaltje dat door de rechter spoel van de stemvork wordt geleverd.

Praktische uitvoering van een stemvork
Statek levert onder code SX-1H-xxxx stemvorken in TO-39 behuizingen en met frequenties tussen de 1 en de 100 kHz.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



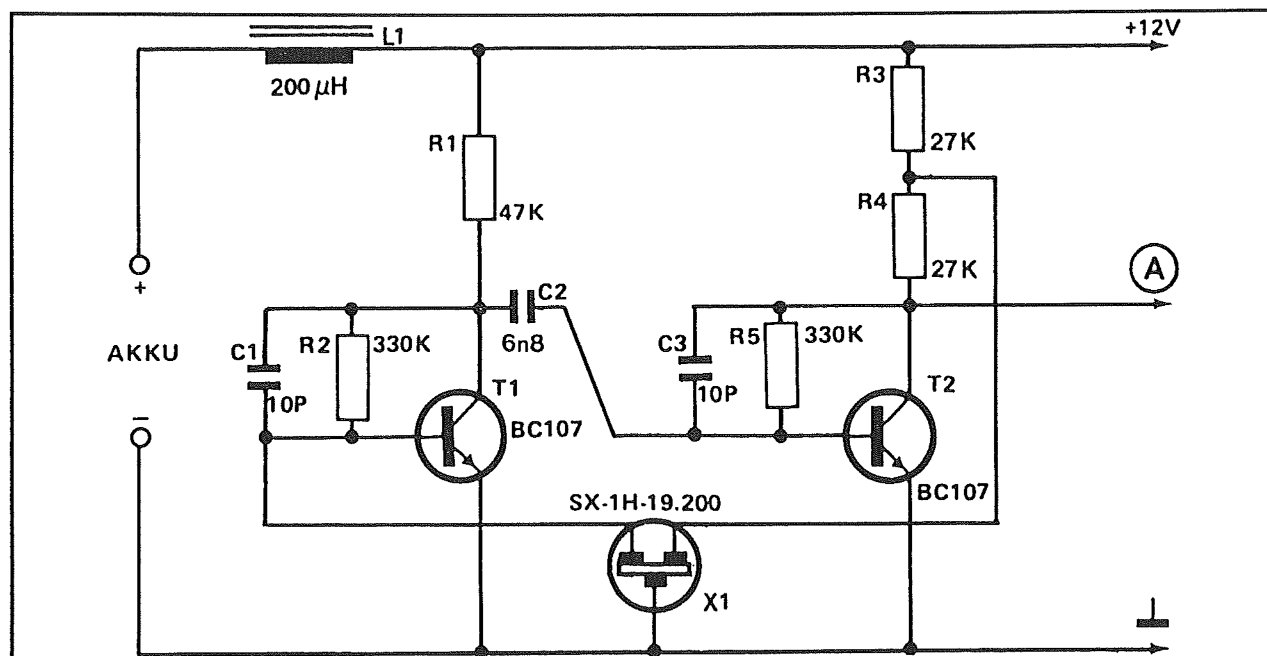
Figuur 3/3.25-35: Het principiële schema van een stemvork oscillator.

De xxxx geeft de frequentie aan. Beide spoelen hebben een gemeenschappelijke aansluiting, die met de metalen behuizing verbonden is.
De twee overige aansluitingen zijn symmetrisch, beide spoeltjes kunnen dus zowel als ingang of als uitgang gebruikt worden.

Een praktische schakeling
In figuur 3/3.25-36 is het schema van een stemvork oscillator getekend. De schakeling werkt met een SX-1H-19.200 en resoneert op 19,2 kHz. De transistor T2 levert het stuursignaal voor de ene spoel van de vork. Het signaaltje van de andere spoel wordt door T1 opgepikt, versterkt en via C2 doorgekoppeld naar T2. Op punt A staat een vierkantsgolf ter beschikking die rechtstreeks verwerkt kan worden door CMOS-schakelingen van de 40-reeks.

Oppervlaktegolf resonatoren

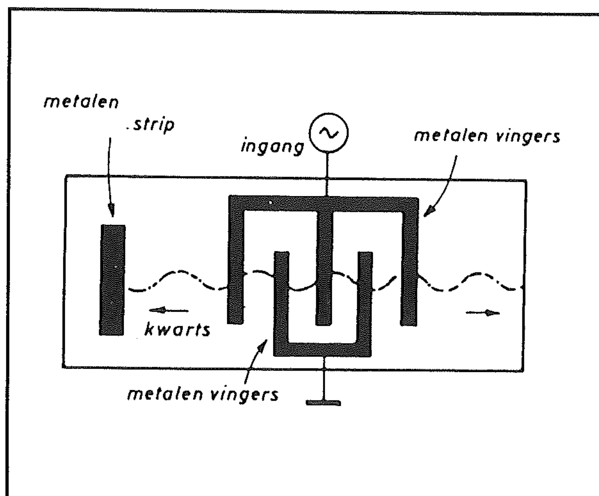
Inleiding
Oppervlaktegolf resonatoren maken ook gebruik van het piëzo-elektrisch effect, maar op een heel andere manier dan de traditionele kwartskristallen.



Figuur 3/3.25-36: Praktische schakeling van een stemvork oscillator die werkt op een frequentie van 19,2 kHz.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

De werking is ongeveer te vergelijken met het in het water gooien van een steen. Rond de inslag ontstaan golven op het oppervlak van het water, die zich in alle richtingen over dat oppervlak verspreiden maar niet doordringen tot de massa van het water.



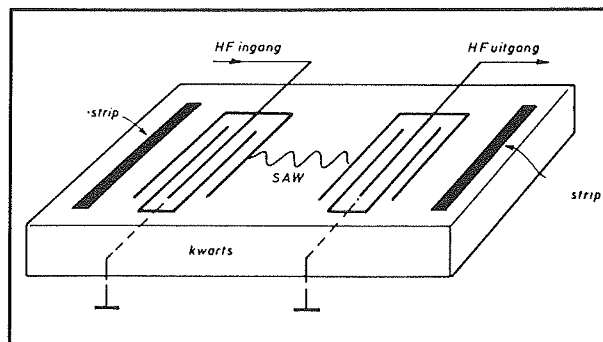
Figuur 3/3.25-37: Het ontstaan van oppervlaktegolven op het oppervlak van een piëzo-elektrisch materiaal.

Op het gepolijste oppervlak van een plaatje piëzo-elektrisch materiaal worden volgens figuur 3/3.25-37 twee in elkaar grijpende metalen kammen opgedampt. De kammen hebben een bepaald aantal "vingers". Vanwege deze vingerstructuur wordt het geheel van de twee kammen ook wel de IDT of de "interdigitale transducent" genoemd.

De ene kam wordt met de massa verbonden, de tweede met een wisselspanningsgenerator. Het gevolg is dat er tussen beide kammen een steeds van polariteit wisselend elektrisch veld ontstaat en dat door het piëzo-elektrische effect mechanische vervormingen ontstaan in het oppervlak van de stof. Deze oppervlaktegolven planten zich verder door de dunne oppervlaktelaag van het materiaal en worden door een metalen reflectiestrip op het einde van het plaatje teruggekaatst.

De oppervlaktegolf resonator

Door nu twee IDT's en twee reflecterende strips volgens figuur 3/3.25-38 aan te brengen op het oppervlak van het materiaal ontstaat de basis voor een oscillator.

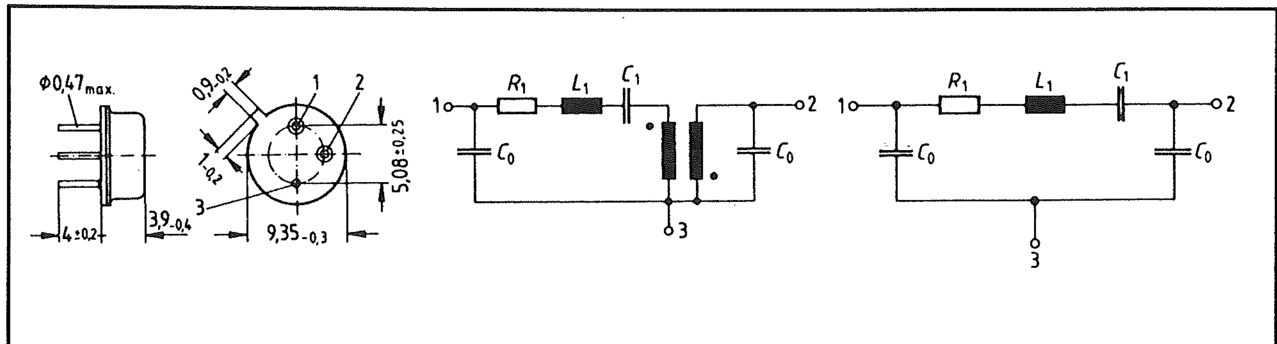


Figuur 3/3.25-38: De schematische samenstelling van een oppervlaktegolf resonator.

In feite is het systeem te vergelijken met de stemvork, zij het dat een en ander nu op een veel en veel hogere frequentie gaat werken.

Eén IDT wordt gebruikt als zender, de andere als ontvanger. Bij één bepaalde frequentie, die onder meer wordt bepaald door de afstand tussen beide IDT's en de afstand tussen de beide reflectoren, zullen er tussen beide transducenten staande golven ontstaan. Deze hebben tot gevolg dat er in de ontvanger-IDT een groot signaal wordt geïnjecteerd. Dit wordt versterkt en teruggekoppeld naar de zender. Er ontstaat weer een rondgekoppeld systeem en het gevolg is dat er een oscillatie ontstaat.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties



Figuur 3/3.25-39: Aansluitgegevens en interne schema's van de OFWR2554 van Siemens.

Eigenschappen van oppervlaktegolf resonatoren

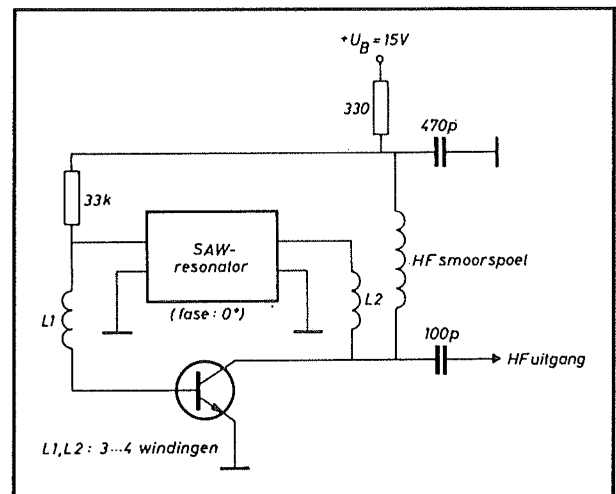
Oppervlaktegolf resonatoren kunnen gefabriceerd worden voor resonantiefrequenties tussen de 200 en de 1000 MHz met kwaliteitsfactoren tot 10.000.

De nauwkeurigheid van de meeste typen ligt rond de 300 parts per million met verouderingsverschijnselen die een kleinere invloed hebben dan 5 parts per million per jaar.

In figuur 3/3.25-39 zijn als voorbeeld de aansluitgegevens en de twee leverbare interne schema's gegeven van het type OFWR2554 van Siemens.
Deze resonator werkt op een frequentie van 433,920 MHz.
De twee mogelijke opties hebben betrekking op faseverschuiving over de resonator van 180 of 0 graden.

Praktische schakeling

In figuur 3/3.25-40 is een oscillatorschakeling getekend met een oppervlaktegolf resonator. In dit schema moet gewerkt worden met een resonator die een eigen faseverschuiving van 0 graden heeft.



Figuur 3/3.25-40: Praktische schakeling rond een oppervlaktegolf resonator.

3.25 Kristallen en frequentie-referenties

3/3.26 Relais

Relais behoren tot de oudste componenten van de elektronica. Met relais begon de communicatietechniek, waarbij met elektrische pulsen berichten werden overgeseind over galvanische verbindingen. Ondanks de grote vlucht van de halfgeleider techniek zijn relais nog vaak onvervangbare componenten.
Er zijn twee redenen te noemen waarom het relais nog steeds een vaste plaats in de elektronica inneemt:

= Zeer betrouwbare en super-hoogohmige scheiding van primaire (stuur) kring en secondaire (belastings) kring
= De mogelijkheid stromen en spanningen te schakelen, die voor halfgeleiders te hoog zijn.

Vanwege de eenvoud, universele toepasbaarheid en het feit dat relais bijna onverwoestbaar zijn, worden ze in de hobby elektronica nog zeer veel toegepast. Meestal worden niet gepoolde gelijkspanningsrelais gebruikt. Bij deze types zorgt een gelijkstroom door een spoel, dat de in deze spoel aangebrachte kern wordt gemagnetiseerd. Direct gevolg hiervan is, dat het anker wordt aangetrokken. Het anker zorgt op zijn beurt voor de beweging van de contacten. Het anker blijft aangetrokken, zolang de stroom door de spoel niet onder de houdwaarde daalt. Als de stroom wordt onderbroken keert het anker (en daarmee de contacten) door een veer in de uitgangspositie terug. De volgende soorten contacten komen voor:

= Maak-contacten (NO = normally open)
  Deze worden door inschakelen van de stroom door de spoel gesloten.
= Breek-contacten (NC = normally closed)
  Deze worden door inschakelen van de stroom door de spoel geopend.
= Wissel-contacten (CO = change over)
  Dit is een combinatie van een maak- en een breek-contact met een gemeenschappelijke aansluiting.
  In deze laatste categorie zijn er nog een aantal varianten die met hun functie worden aangeduid als "make before break", als het maakcontact wordt gesloten voordat het breekcontact opent en "break before make", hetgeen dikwijls niet wordt aangegeven omdat het de meest voorkomende situatie is, nl. eerst het breekcontact openen en dan pas het maakcontact sluiten.

Bij de keuze van het juiste relais spelen naast het type van de contacten de volgende elektrische eigenschappen een belangrijke rol:

= Stuurspanning. Dit is de nominale werkspanning van het relais. Voor hobby toepassingen meestal tussen de 6 en 24 V.
= Aanspreekvermogen. Dat is het vermogen (stroom), dat de stuurbron moet kunnen leveren om het relais te kunnen laten aanspreken (is omschakelen). Bijvoorbeeld te leveren door de collectorkring van een transistor.
= Contactruststroom. Dit is de stroom die door de contacten mag lopen als zij gesloten zijn. Voor hobby toepassingen vinden we meestal waarden tussen de 0,2 en 5A.
= Schakelvermogen. Dit is het maximale vermogen, dat de contacten mogen schakelen. Dikwijls is dit vermogen bepalend omdat het vele malen kleiner is dan het vermogen waarmee de contacten in rusttoestand mogen worden belast. Meestal tot 500W.
= Schakelspanning. Dit is de maximale spanning die door de contacten mag worden geschakeld. (zonder gevaar voor overmatige vonkvorming).

Natuurlijk speelt ook de vorm van het relais een rol. Er bestaat een schier eindeloze reeks variaties. Te schroeven, in te steken, printrelais, etc. Als een relais wordt gestuurd door een transistor, dan moet men deze transistor beveiligen tegen de tegen-emk, die door de induktie van de spoel zal worden opgewekt bij het uitschakelen van de spoelstroom. De diode sluit deze spanning kort. In sommige relais is deze diode als ingebouwd. Men kan dit zien, doordat in dat geval de aansluitingen van de spoel met "+" en "-" zijn aangeduid. De tegen-emk en de initiële stroom door een relaisspoel zijn ook factoren waarmee terdege rekening moet worden gehouden als contacten van een relais worden gebruikt om een relaisspoel te activeren.
Van de talrijke relaistypen verdienen de reedrelais een aparte vermelding. Bij deze relais zijn de contacten afgesloten ondergebracht in een (inert) gas. Hierdoor zijn deze relais totaal ongevoelig voor stof, vuil en andere milieu invloeden.

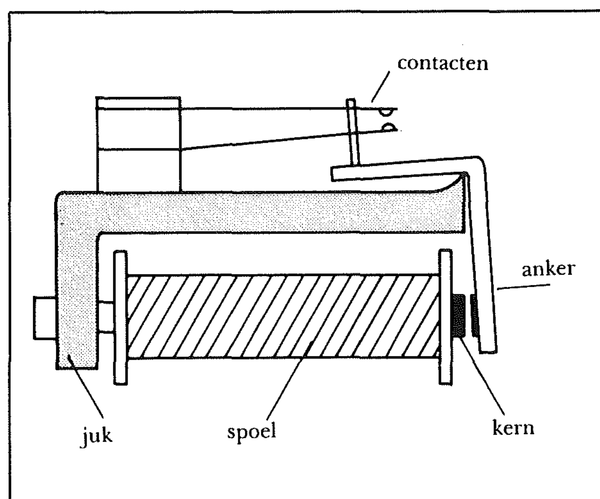
Volledigheidshalve noemen we nog een aantal zaken die u bij relais kunt tegenkomen en de ander typen. De meesten worden echter alleen toegepast in professionele omgevingen.

= Polaire relais - Bij deze relais is de overgang van de schakeltoestand afhankelijk van de richting van de bekrachtigingsstroom.
= Relais met meerdere spoelwikkelingen, waarbij sommige wikkelingen het relais niet kunnen bekrachtigen, maar na bekrachtiging door een de andere wikkelingen wel ingeschakeld kunnen houden. (Extra houd-wikkeling)
= Kwikrelais - Bij deze relais wordt het contact verzorgd door een kwikdruppel die tussen de contacten komt. NB. Deze relais werken alleen in verticale positie. Als u het

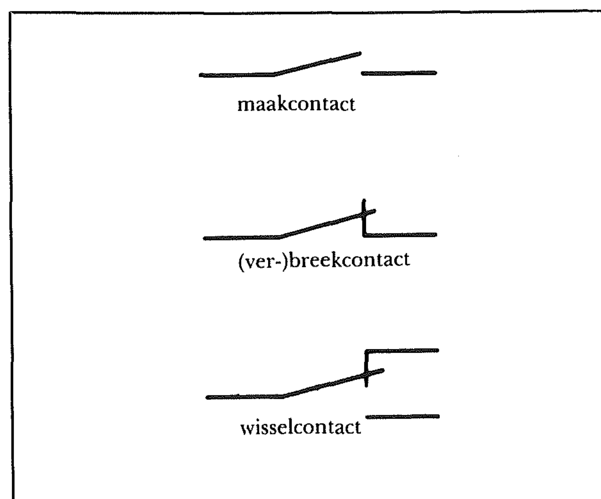
relais of het apparaat waarin het is gebruikt op zijn kant zet werkt het relais niet meer. Wees hierop bedacht !!!!!

= Solid-state relais. Hoewel het de naam relais draagt, is het in wezen de halfgeleider vervanging hiervan.

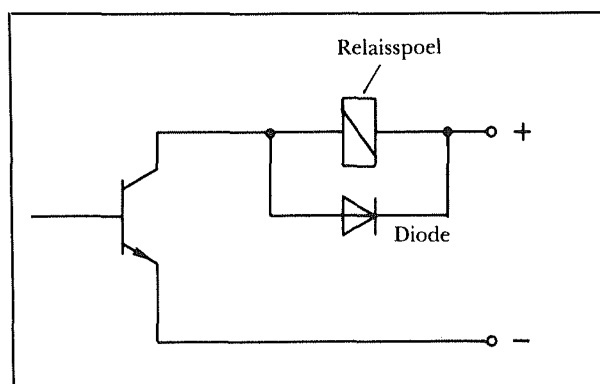
Een fotocel wordt gebruikt om een (power)transistor of triac te schakelen. Er zijn nogal wat limitaties aan deze "relais" met betrekking tot spanning, stroom, maar vooral lekstroom.



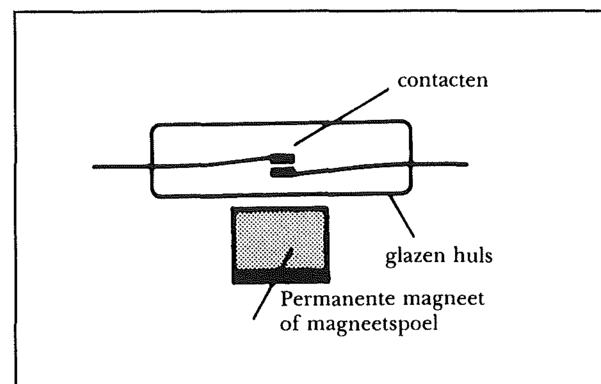
Figuur 3/3.26-1: Mechanische voorstelling van een relais.



Figuur 3/3.26-2: Symbolen voor de diverse relaiscontacten.



Figuur 3/3.26-3: Relaisdriver met beveiligingsdiode om de transistor te beveiligen tegen de tegen-emk.



Figuur 3/3.26-4: Reed-relais

3/3.27

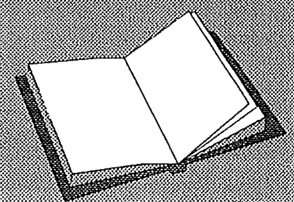
Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

Inleiding

Definitie
Een microfoon is, in de meest algemene definitie van het woord, een acoustisch/elektrische omzetter. Het onderdeel is in staat mechanische of acoustische trillingen in een vaste stof, een vloeistof of een gas om te zetten in elektrische wisselspanningen. Hierbij is het de bedoeling dat er een proportioneel verband bestaat tussen de vorm van de mechanische of acoustische trillingen en de vorm van de wisselspanning.
Uit deze algemene definitie volgt dat bijvoorbeeld ook contact-microfoons of hydrofoons in dit hoofdstuk besproken zouden moeten worden. Contact-microfoons zijn onderdelen die op machines of onderdelen ervan worden bevestigd en die bedoeld zijn voor het uitvoeren van trillingsmetingen. Hydrofoons zijn onderdelen die trillingen in water opvangen en bijvoorbeeld worden gebruikt voor het detecteren van obstakels in het water.
Bij het woord "microfoon" denkt men echter in eerste instantie toch aan een onderdeel dat bedoeld is voor het opvangen van geluidstrillingen in de lucht en dus voor het omzetten van muziek en spraak in elektrische signalen. Het zal in dit hoofdstuk dan ook over deze onderdelen gaan.

Microfoons
Microfoons dienen dus voor de omzetting van geluidstrillingen in elektrische wisselspanningen. Sommige microfoons wekken geheel zelfstandig een wisselspanning op. Andere typen moeten een gelijkspanning als voeding krijgen om de gewenste wisselspanning te verkrijgen. Dit is het geval bij koolstof microfoons en condensator microfoons. De in de microfoon opgewekte wisselspanning is meestal dermate klein, dat er een microfoon voorversterker aan te pas komt om het signaal op een verwerkbaar niveau te brengen. Vooral de signalen afkomstig van electrodynamische, condensator en electret microfoons zijn zeer klein (100 µV-bereik).
Naast de verderop beschreven typen is er een enorm aanbod van microfoons in allerlei vormen en maten van uitermate goed tot uitermate slecht en van goedkoop tot onbetaalbaar. Er zijn zeer kleine microfoons (enkele mm doorsnee), die

LEES OOK:
Geen verwijzingen



3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

zich goed lenen voor inbouw in apparaten in zowel condensator, electret, kristal als elektrodynamische uitvoeringen. Voor kwalitatief goede muziekopnamen wordt meestal gebruik gemaakt van condensator microfoons.
Voor deze microfoons is een voeding nodig, die meestal in de handgreep is ondergebracht in de vorm van een kleine 1,5 V batterij. Op de handgreep is dan meestal ook een aan/uit schakelaar te vinden om de batterij te sparen.

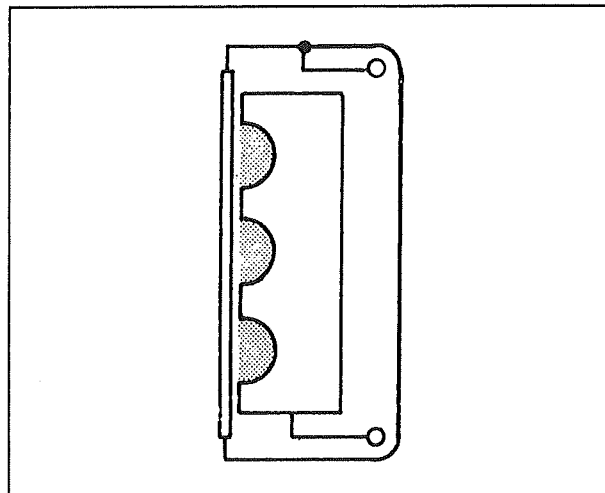
Typen microfoons
Er zijn diverse soorten microfoons ontwikkeld, zoals:
- koolstof microfoon;
- kristal microfoon;
- condensator microfoon;
- elektret microfoon;
- microfoon met bewegende spoel (dynamisch);
- band microfoon.

Werkingsprincipes
De werking van een microfoon volgt een van de vier onderstaande principes:
- Resistief:
  De luchtdruk moduleert de weerstand van een element, deze weerstandsvariatie wordt omgezet in een spanningsvariatie.
- Elektromagnetisch:
  Deze categorie werkt elektromagnetisch, waarbij de geluidsdruk de grootte van een magnetisch veld verstoort met als gevolg dat er in een spoeltje een spanning wordt gegenereerd.
- Piëzo-elektrisch:
  Deze categorie wekt volgens het piëzo-elektrisch effect. Materialen die aan dit effect onderhevig zijn zullen mechanische spanningen omzetten in elektrische spanningen.
- Capacitief:
  Bij deze categorie wordt met een regelbare condensator gewerkt, waarvan de variërende waarde wordt omgezet in een wisselspanning.

Koolstof microfoon

Opmerking
Dit is de oudste uitvoering van een microfoon, maar er zijn nog steeds honderden miljoenen van dergelijke microfoons in gebruik. De reden is dat in iedere "standaard" telefoon een dergelijk type aanwezig is voor het opvangen van de menselijke stem.

Werking
Een koolstof microfoon bestaat uit een klein metalen doosje, dat gevuld is met heel fijne koolstof korrels, zie figuur 3/3.27-1.



Figuur 3/3.27-1: De samenstelling van een koolstof microfoon.

Het doosje wordt aan één zijde afgesloten door een membraan, een dun zeer veerkrachtig plaatje. Als dit membraan wordt

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

getroffen door luchttrillingen, dan zal het deze trillingen overnemen. Door beweging van het membraan onstaat druk op de koolstof korrels. Afhankelijk van de druk verandert de overgangweerstand tussen de koolstof korrels en daarmee de totale weerstand. Bij het aanleggen van een gelijkspanning zal de stroom door deze weerstandsverandering ook gaan variëren. Deze stroom kan dan omgezet worden in een LF-spanning.

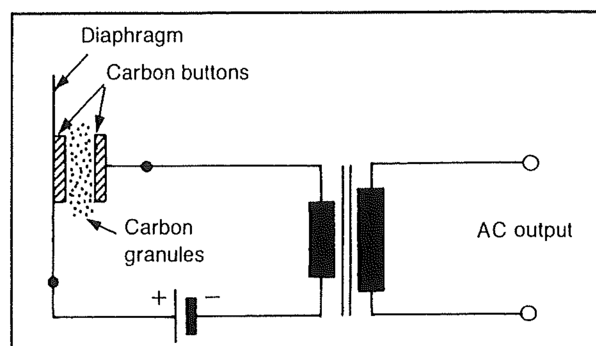
Eigenschappen

Het frequentiebereik van deze microfoons gaat van 50 Hz tot 8 kHz. Niet bijzonder indrukwekkend, maar deze microfoons zijn wel goedkoop en ideaal voor het versterken van de menselijke stem. Bovendien zijn zij vrij gevoelig. De koolstof microfoon is echter extreem gevoelig voor vochtigheid, aangezien daardoor het koolstof poeder kan gaan samenklitten en de gevoeligheid afneemt. Koolstof microfoons moeten zoveel mogelijk vertikaal gemonteerd en gebruikt worden, om het contact tussen het poeder en het membraan of het doosje niet te verliezen.
Een nadeel van dit type microfoon is de grote ruisspanning die word gegenereerd. Deze ontstaat vanwege het slechte contact dat gevormd wordt tussen de microscopisch kleine koolstof korreltjes.

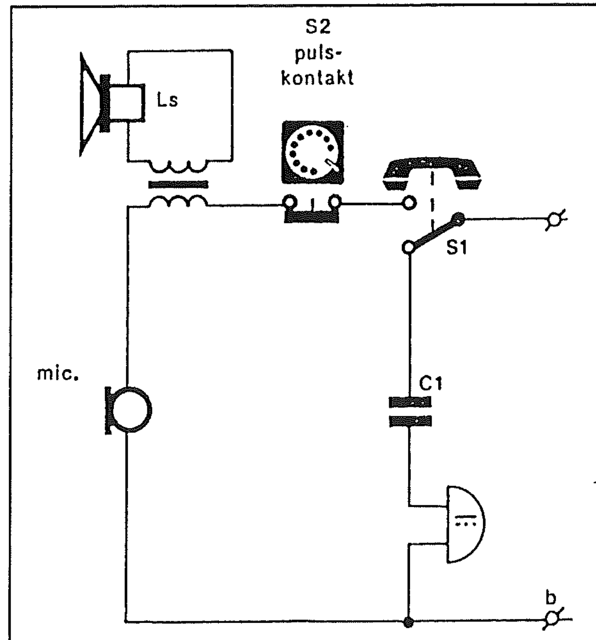
De koolstof microfoon in de praktijk

In de praktijk zal men steeds een serieschakeling moeten samenstellen van een koolstof microfoon, een gelijkspanningsvoeding en een element waarmee men de wisselstroom die door de keten loopt kan omzetten in een wisselspanning. Bovendien wenst men vaak een galvanische scheiding tussen het microfoon-circuit en de rest van de schakeling. Een typische schakeling is getekend in figuur 3/3.27-2.

De microfoon en de gelijkspanningsvoeding vormen een seriekring met de primaire wikkeling van een kleine trafo. De gemoduleerde stroom, die door de kring vloeit, wekt secundair een wisselspanning op, die nadien versterkt kan worden.



Figuur 3/3.27-2: Het toepassen van een koolstof microfoon.



Figuur 3/3.27-3: De traditionele toepassing van koolstof microfoons in de hoorn van "ouderwetse" telefoontoestellen.

In figuur 3/3.27-3 is getekend hoe een koolstof microfoon wordt toegepast in

een "traditionele" telefoon. Tussen de lijn-aders a en b, die de PTT in ieder huis aanlegt, staat een gelijkspanning van ongeveer 60 V. In rust drukt de hoorn de schakelaar S1 in de onderste stand. De microfoon staat vrij. Neemt men de hoorn van de haak, dan veert de schakelaar S1 naar de bovenste stand. De lijnspanning tussen a en b vloeit door de primaire wikkeling van de trafo en door de microfoon. Deze stroom wordt gemoduleerd door de weerstandsvariaties in het microfoon kapsel. Deze variërende stroom wordt in de telefooncentrale doorgekoppeld naar het toestel waarmee communicatie wordt gepleegd en wekt daar in de trafo een wisselspanning op, die het luidsprekertje in de hoorn van signaal voorziet.

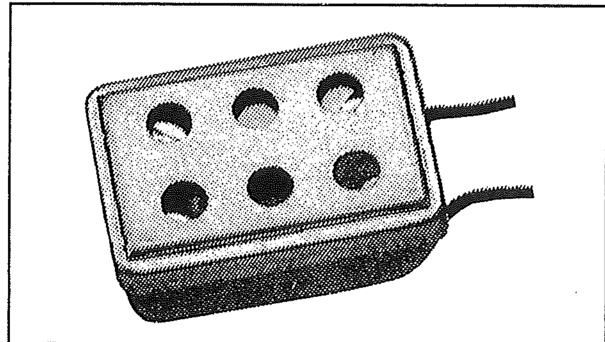
Koolstof microfoons in de praktijk

Hier en daar vindt men in catalogi nog koolstof microfoon kapsels. Deze zien er uit als voorgesteld in figuur 3/3.27-4. Dit kapseltje is 21 mm breed, 15 mm hoog en 67 mm diep en heeft een gevoeligheid van 1,0 mV/µbar bij 1 kHz. De bandbreedte loopt van 200 Hz tot 8 kHz.

Kristal microfoon

Principe

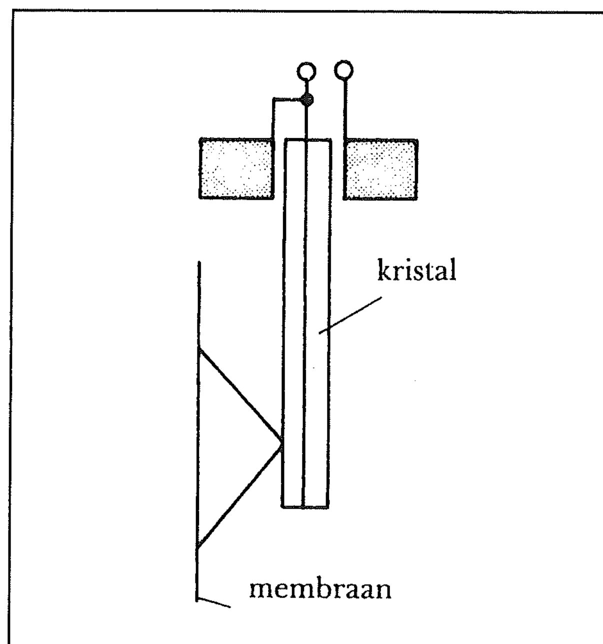
Een kristal microfoon werkt volgens het piëzo-elektrische principe. Bepaalde materialen zoals kwarts vertonen dit effect. Wanneer een dun plaatje van een dergelijk materiaal aan mechanische krachten wordt onderworpen, dan ontstaat over het materiaal een elektrische spanning. De constructie van de microfoon is er nu op gericht luchtdrukverschillen in de lucht om te vormen in mechanische krachten die op het plaatje worden overgedragen.



Figuur 3/3.27-4: Een koolstof microfoon kapseltje dat zeer goedkoop wordt aangeboden.

Constructie

Er bestaan verschillende systemen om luchtdruk in kracht om te zetten. Een van de toegepaste systemen is geschetst in figuur 3/3.27-5.

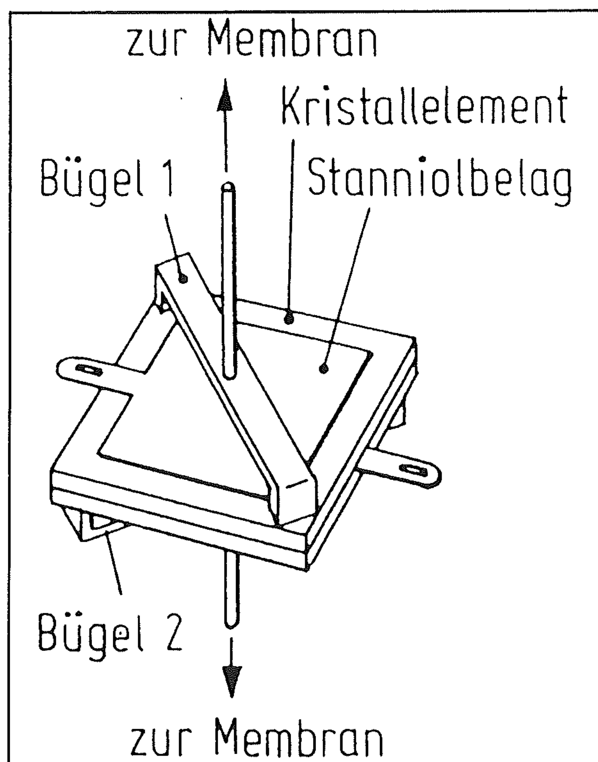


Figuur 3/3.27-5: De fundamentele constructie van een kristal microfoon.

Het piëzo-ceramisch plaatje is aan één zijde ingeklemd in een constructie, terwijl de andere zijde vrij kan bewegen. Het trillende membraan brengt deze trillingen via een palletje over op deze vrije

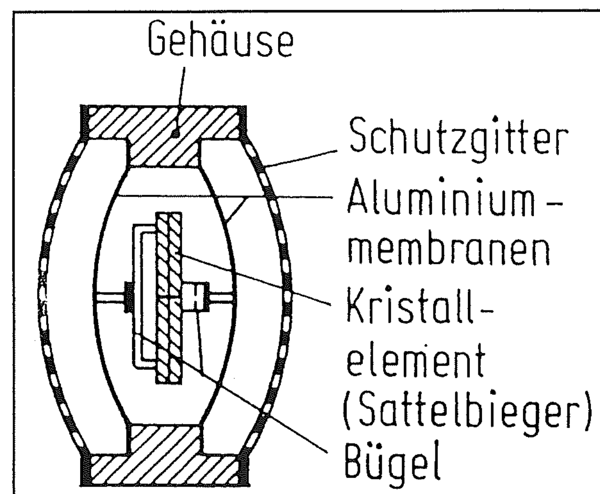
3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

zijde. Het gevolg is dat het piëzo-ceramisch plaatje heen en weer gaat trillen op het ritme van de luchttrillingen en een spanning ontstaat die recht evenredig is met het opgevangen geluid.
Natuurlijk geeft deze tekening maar een rudimentaire schets van de echte constructie van zo'n onderdeel, maar het principe van de werking kan hier wel mooi uit afgeleid worden. In figuur 3/3.27-6 is een iets reëlere schets gegeven van de samenstelling van een kristal microfoon.



Figuur 3/3.27-6: Een natuurgetrouwe schets van de samenstelling van een kristal microfoon.

Het gevoelige element bestaat hierbij uit twee vierkantvormige piëzo-ceramische plaatjes, die samengekit worden. Deze zijn zo geschakeld, dat het geheel de grootste spanning afgeeft als twee tegenover elkaar liggende hoeken naar boven verbogen worden en de twee overige hoeken naar onder. Boven en onder de plaatjes staan twee metalen beugeltjes, die verbonden zijn met twee membranen en die de trillingen van de membranen overbrengen op de hoekpunten van de plaatjes. De plaatjes zijn aan weerszijden voorzien van twee uiterst dunne metalen strookjes, die de spanning van het kristal aftakken en via soldeerlipjes naar buiten brengen.
Door de twee parallelle membranen, aan weerszijden van de microfoon (zie de doorsnedetekening van figuur 3/3.27-7) heeft deze microfoon een zeer grote gevoeligheid in beide richtingen.

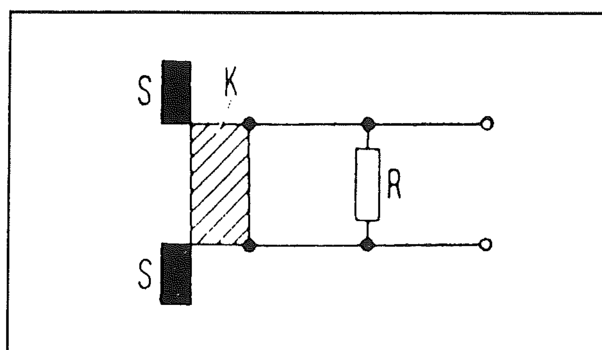


Figuur 3/3.27-7: Een doorsnede door de kristal microfoon van figuur 3/3.27-6.

Eigenschappen
Kristal microfoons worden gekarakteriseerd door vrij hoge uitgangsspanningen en hoge gevoeligheden. Dat, samen met hun lage prijs en zeer diverse uitvoeringsvormen, maken dit type zeer geliefd voor toepassingen in intercoms, draagbare cassette-recorders, deurtelefoons en alle andere toepassingen waar kwaliteit er niet zo toe doet. De bandbreedte van de meeste kristal microfoons is namelijk niet denderend: meer dan 10 kHz moet men niet verwachten. Het zal duidelijk zijn dat kris-

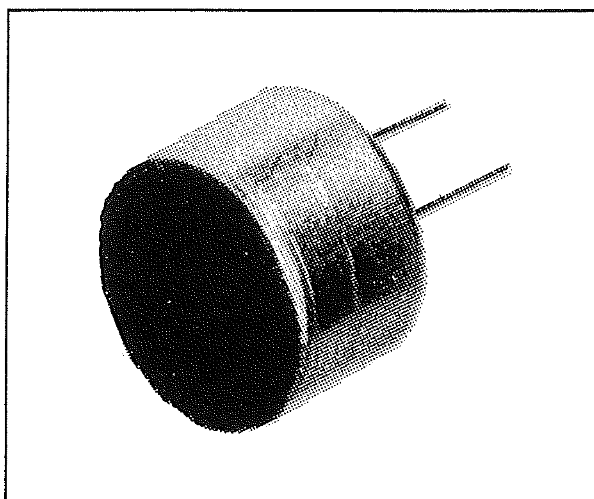
tal microfoons capacitieve belastingen vormen voor de schakelingen waarop zij worden aangesloten. De eigen capaciteit kan diverse honderden pF bedragen. Dat komt overeen met een impedantie van ongeveer 100 kΩ bij een frequentie van 1 kHz. De gevoeligheid bedraagt gemiddeld 2 mV/µbar.

Toepassen van kristal microfoons
Kristal microfoons moeten steeds, zo dicht mogelijk bij het onderdeel, worden afgesloten met een hoog-ohmige weerstand, zie figuur 3/3.27-8. De waarde van deze weerstand moet minstens 1 MΩ bedragen. Het signaal wordt afgetakt over deze weerstand en via een afgeschermde leiding naar de voorversterker getransporteerd. Vanwege de hoge impedanties is deze verbinding extreem gevoelig voor het oppikken van brom en ruis. Bovendien zorgt de hoge impedantie van de kristal microfoon ervoor dat er bij lange leidingen behoorlijk veel signaalverlies over de eigen impedantie van de kabel optreedt.



Figuur 3/3.27-8: Het afsluiten van een kristal microfoon met een hoge weerstand en een afgeschermde kabel.

Praktische uitvoeringen
Kristal microfoons kan men in nogal wat uitvoeringen kopen. Een van de best bekende vormen is weergegeven in figuur 3/3.27-9. Deze kleine, ronde microfoon met een diameter van slechts 11 mm kan rechtstreeks in een print gesoldeerd worden en heeft twee aansluitpennen die op een onderlinge afstand van 2,5 mm staan.



Figuur 3/3.27-9: Een kristal microfoon voor rechtstreeks printmontage.

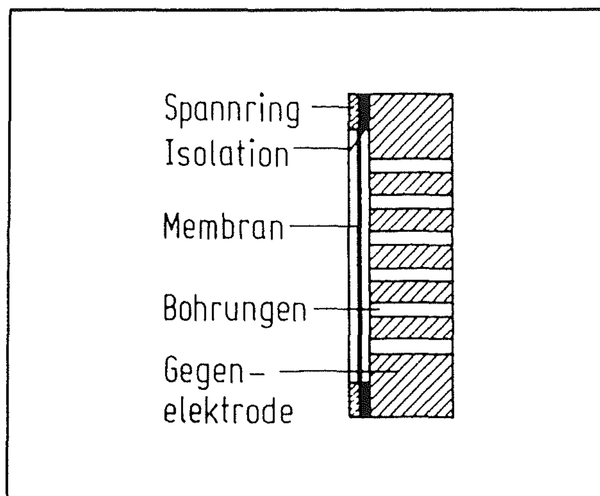
Condensator microfoon

Principe
Een condensator microfoon is in feite niets meer of minder dan een condensator, waarvan de waarde varieert rond een bepaalde gemiddelde waarde. De waardeverandering van de capaciteit wordt uiteraard veroorzaakt door de geluidstrillingen die het oppervlak van de microfoon treffen. Uit dit principe volgt onmiddellijk dat een condensator microfoon géén spanning kan afgeven! Men moet dus de microfoon steeds opnemen in een externe schakeling, die de capaciteitsvariaties op de een of andere manier omzet in spanningsvariaties en dat liefst zo lineair mogelijk.

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

Constructie

De werking volgt aan de hand van de tekening in figuur 3/3.27-10. Ook nu is er weer een membraan, maar dit moet elektrisch geleidend zijn, bijvoorbeeld door er een dun goudlaagje op te dampen.



Figuur 3/3.27-10: De doorsnede door een condensator microfoon.

Dit membraan is immers één plaat van de condensator. Het membraan is zeer dun, dikten van 25 µm zijn geen uitzondering. De andere elektrode is op een minimale afstand geïsoleerd van het membraan aangebracht. De lucht tussen het membraan en de tweede elektrode vormt het diëlektricum van de condensator. In de tegen-elektrode is een aantal gaatjes aangebracht, zodat de lucht tussen de twee platen van de microfoon goed kan stromen en er geen interne drukverschillen kunnen ontstaan. Als het membraan gaat trillen, varieert de afstand tussen de twee elektroden en daarmee ook de waarde van de capaciteit. Uiteraard gaat het hierbij om minimale capaciteits-variaties!

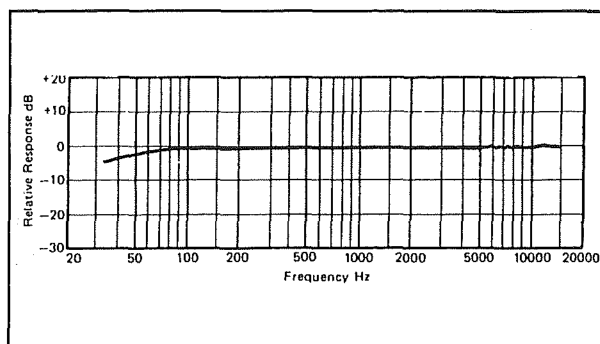
Specificaties

Het grote voordeel van een condensator microfoon is dat het membraan zeer dun en daardoor zeer licht en zeer beweeglijk is. Zelfs de kleinste drukverschillen in de lucht worden opgevangen.

Het grote nadeel van een condensator microfoon is dat het onderdeel *geen spanning afgeeft*!

De eigen capaciteit van een condensator microfoon wijkt niet erg veel af van deze van een kristal microfoon: een waarde van 100 pF tot 200 pF is normaal. De gevoeligheid is sterk afhankelijk van het oppervlak van het membraan maar gemiddelde waarden zijn 0,5 tot 5 mV/µbar.

De frequentiekarakteristiek van een condensator microfoon verloopt zeer recht. Bovendien is het mogelijk afwijkingen, bijvoorbeeld veroorzaakt door resonanties in de constructie, te dempen door de gaatjes in de tegen-elektrode in een speciaal patroon aan te brengen. In figuur 3/3.27-11 is de weergavekarakteristiek van een niet eens zo dure condensator microfoon getekend. Het zal duidelijk zijn dat deze microfoons dan ook voornamelijk voor het betere werk worden toegepast. Iedere opnamestudio, ieder theater en iedere muzikant grossiert in dit soort microfoons! Opgemerkt moet worden dat de condensator microfoon als "high end" product tegenwoordig toch steeds meer concurrentie krijgt van de betere soorten electret microfoons.



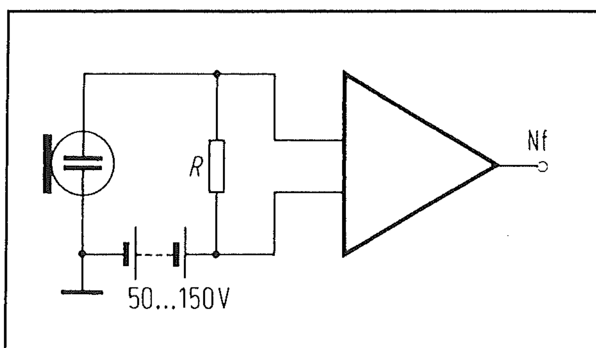
Figuur 3/3.27-11: Frequentiekarakteristiek van een condensator microfoon.

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

Die uitstekende frequentieweergave kan echter alleen gehandhaafd blijven als de eerste versterkertrap, die dus de capaciteitsvariaties omzet in een spanning, niet meer dan een paar cm van het microfoon kapsel verwijderd is. Iedere 10 cm kabel, die men op een condensator microfoon aansluit, zorgt immers voor een zware belasting die de goede eigenschappen van dit type om zeep helpt.

Van capaciteit naar spanning

Een eenvoudig principe om de capaciteit van de microfoon om te zetten in een signaal is getekend in figuur 3/3.27-12. De microfoon staat in serie met een hoge weerstand R en een grote gelijkspanning. Als de waarde van de condensator varieert, zal het onderdeel meer of minder lading op kunnen nemen, met als gevolg dat er een stroom door de kring gaat vloeien. Deze stroom wekt over de weerstand R een spanning op, die recht evenredig is met de opgevangen drukverschillen en verder versterkt kan worden.



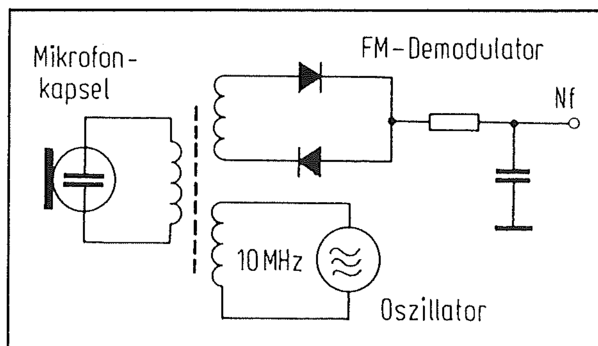
Figuur 3/3.27-12: Het omzetten van capaciteitsvariaties in spanningsvariaties.

De waarde van de weerstand varieert tussen 30 MΩ en 100 MΩ en het zal duidelijk zijn dat de als driehoekje getekende versterker zo dicht mogelijk bij deze weerstand moet staan. Bovendien moet die versterker een zeer hoge ingangsimpedantie hebben, zodat FET-versterkers opgebouwd met ruisarme weerstanden voor de hand liggen. Moderne geïntegreerde op-amp's met FET-ingangen hebben meestal een te hoge eigen ruis om hier hun diensten te kunnen aanbieden.

Het grote nadeel van deze schakeling is de noodzakelijke hoge gelijkspanning. Vroeger in het buizentijdperk stond deze spanning standaard ter beschikking en kon via een kabel naar de microfoon vervoerd worden. Op dit moment is het genereren van een dergelijke hoge spanning natuurlijk zeer problematisch.

Van capaciteit naar FM

Om dit probleem te ondervangen gebruikt men tegenwoordig een geheel andere benadering. De capaciteit van de microfoon is opgenomen in een LC-kring van een HF-oscillator.



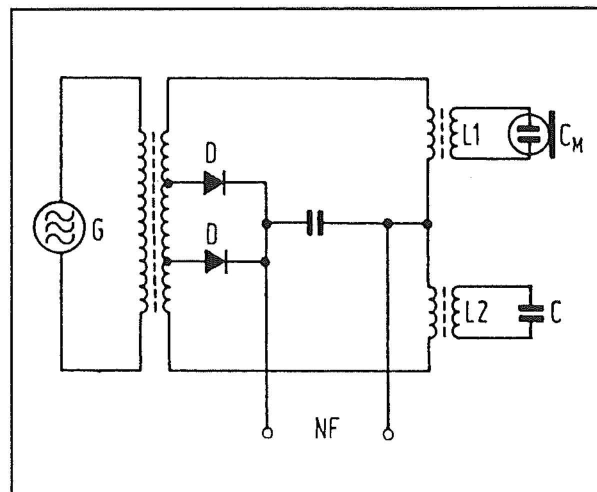
Figuur 3/3.27-13: Een schakeling waarmee een condensator microfoon de frequentie van een HF-oscillator beïnvloedt.

De frequentie die deze generator opwekt is dus recht evenredig met de capaciteitsvariaties en dus ook met het opgevangen geluid. Dank zij deze omweg hoeft men geen hoge gelijkspanning meer te hebben: de condensator kan zelfs, zoals blijkt uit het schema van figuur 3/3.27-13, vol-

ledig spanningsloos in de trillingskring worden opgenomen. Het geheel vormt dus een in frequente gemoduleerd systeem en via een eenvoudige FM-demodulator kan het laag frequente signaal hieruit afgeleid worden.
De capaciteit van de condensator wordt bij dit voorbeeld via een transformator doorgekoppeld naar de spoel van een oscillator van 10 MHz. Op deze manier gaat de frequentie van deze oscillator variëren als de capaciteit van de condensator verandert. De wisselspanning wekt in de kern van de trafo een wisselveld op dat in de derde wikkeling een FM-signaal genereert. Deze spanning wordt met twee dioden en een laagdoorlaat filtertje omgezet in een audio-spanning.

Van capaciteit naar AM

Een ander systeem is getekend in figuur 3/3.27-14, waar wordt gewerkt met een differentiële brug. De kapsel capaciteit C_M vormt samen met de spoel L_1 een afgestemde trillingskring. Een identieke kring wordt gevormd door de spoel L_2 en de condensator C. Derde deel van de schakeling is een HF-generator G. Deze stuurt zijn uitgangsspanning via de transformator in de differentiële schakeling. De twee trillingskringen zijn afgestemd op de oscillator-frequentie. Als de microfoon in rust is vormen beide trillingskringen een even grote impedantie. De twee gelijkrichtdiode voeren even grote, maar tegengestelde spanningen naar de uitgang. Het resultaat is nul. Als de capaciteit van de microfoon gaat variëren zal de impedantie van de bovenste afgestemde kring ook variëren. Hierdoor onstaat een onevenwicht in de brug, waardoor beide gelijkrichters verschillende signalen naar de uitgang voeren. Op de uitgang ontstaat een LF-spanning, waarvan de momentele waarde varieert op het ritme van de capaciteitsveranderingen van de microfoon.

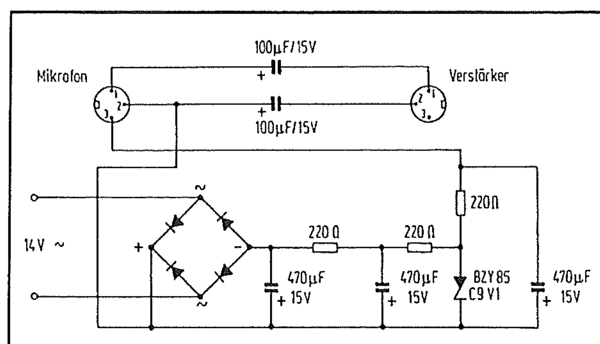


Figuur 3/3.27-14: Een tweede systeem waarmee men, zonder grote spanning, een condensator microfoon spanning laat genereren.

Voeding via de kabel

Hoewel beide besproken systemen géén hoge spanningen nodig hebben, moeten zij natuurlijk wel een lage voedingsspanning ter beschikking hebben. Bovendien is het absoluut noodzakelijk de elektronica op te nemen in de behuizing van de condensator microfoon. Er moet dus voeding aangevoerd worden via de kabel. Hiervoor kan men een drie-aderige kabel gebruiken, waar een afzonderlijke ader wordt gebruikt voor het transporteren van de voedingsspanning. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 3/3.27-15. Uit een wisselspanning van ongeveer 14 V wordt een gelijkspanning afgeleid, die nadien goed gefilterd wordt en met een zenerdiode gestabiliseerd op 9,1 V. Via een extra ontkoppelingsnetwerk gaan deze voedingspanning naar een van de drie pennen van de microfoon connector.

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

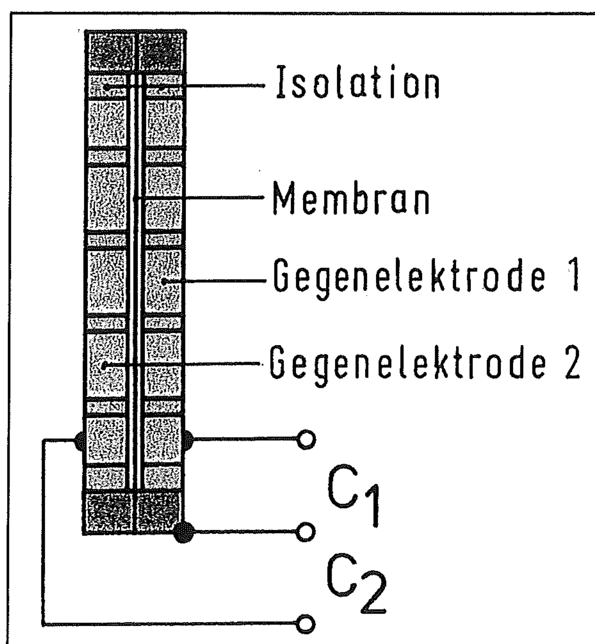


Figuur 3/3.27-15: Een eenvoudige voeding voor het voeden van de elektronica.

Symmetrische condensator microfoons

Zoals reeds geschreven, hebben condensator microfoons uitstekende eigenschappen. Toch hebben zij last van lineariteitsfouten. Een van de foutbronnen is de tussen beide elektroden opgesloten lucht. Weliswaar kan deze lucht via de gaatjes ontsnappen, maar allerlei ingewikkelde fysische stromingswetten bewijzen dat aan dat ontsnappen toch een paar haken en ogen zitten, die de lineaire werking van een microfoon verstoren. Bovendien vormt de ingesloten lucht een soort van acoustische impedantie, waarvan de waarde varieert als het membraan beweegt. Ook dit effect veroorzaakt niet-lineariteiten in de werking van de microfoon. Tot slot werkt ook de manier waarop de condensator in een HF-kring is opgenomen niet-lineariteit in de hand. Om deze problemen op te lossen heeft onder andere Sennheiser een nieuwe type condensator microfoon op de markt gebracht, waarbij wordt gewerkt met twee symmetrisch ten opzichte van het membraan geplaatste tegen-elektroden. Het werkingsprincipe van dit soort microfoons wordt voorgesteld in figuur 3/3.27-16.

Door de symmetrische opbouw van het kapsel zullen de twee acoustische impedanties die gevormd worden door de twee luchtkamertjes symmetrische eigenschappen hebben. Als de impedantie van het ene kamertje met een bepaalde waarde daalt, dan zal de impedantie van het tweede kamertje met dezelfde waarde stijgen. Het membraan wordt nu bovendien aan weerszijden op dezelfde manier acoustisch belast. De symmetrische opbouw zorgt er voor dat ook de elektrische eigenschappen van het kapsel volledig symmetrisch zijn.

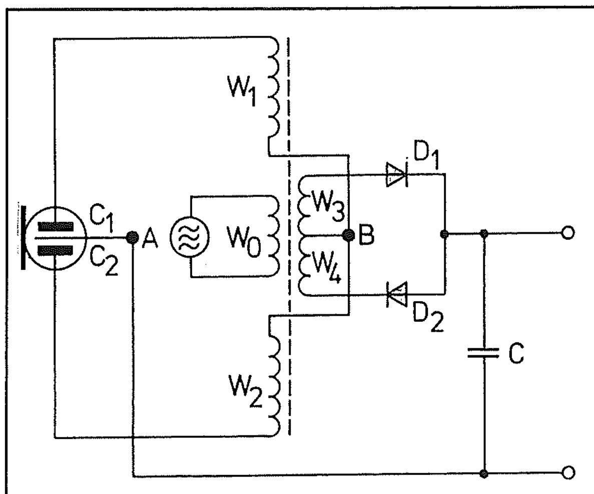


Figuur 3/3.27-16: De samenstelling van een symmetrische condensator microfoon.

Een symmetrische condensator microfoon bevat twee even grote capaciteiten, die één plaat gemeenschappelijk hebben. Het zal duidelijk zijn dat voor dergelijke typen ook andere elektronische schakelingen ontworpen moeten worden. In figuur 3/3.27-17 is een voorbeeld gegeven van de schakeling die door Sennheiser ontwikkeld is. De twee identieke wikkelingen W_1 en W_2 van een HF-trafo vormen samen met de twee capaciteiten C_1 en C_2 van de condensator microfoon een brug-

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

schakeling. Deze schakeling is afgestemd op de frequentie van de HF-generator die op de wikkeling W_0 is aangesloten. Als het membraan van de microfoon in de rustpositie staat is de brug in evenwicht en staat tussen de diagonaal van de brug geen HF-spanning. Als het membraan in de een of de andere richting gaat uitwijken wordt dit evenwicht verstoord (C_1 niet meer gelijk aan C_2). De restspanning wordt via de wikkelingen W_3 en W_4 aangeboden aan de twee dioden van de synchrone gelijkrichter. Over de condensator C ontstaat een LF-spanning, die recht evenredig is met de afwijking van het membraan van zijn rustpositie.

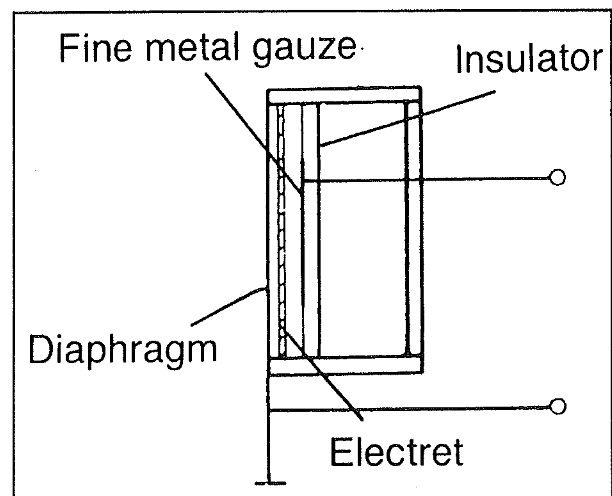


Figuur 3/3.27-17: De elektronische schakeling die gebruikt wordt bij symmetrische condensator microfoons.

Electret microfoon

Werkingsprincipe

De electret microfoon is een moderne uitvoering van de condensator microfoon. Zoals beschreven heeft een condensator microfoon een polarisatiespanning van 50 V tot 150 V nodig om de capaciteitsvariaties om te zetten in spanningsvariaties. De spanning zorgt voor een lading in de condensator en deze lading zal, bij het trillen van het membraan, zich uiten onder de vorm van een laad- of ontlaadstroom. Men is er nu in geslaagd statische lading op te slaan in een kunststof folie. Dergelijke materialen noemt men "electrets". Dit permanent statisch veld valt te vergelijken met het permanent magnetisme van een magneet. Van een dergelijke kunststof folie wordt nu een dun plaatje gemaakt dat, zie figuur 3/3.27-18, geplaatst wordt tussen het membraan en de tegen-elektrode van een condensator microfoon.

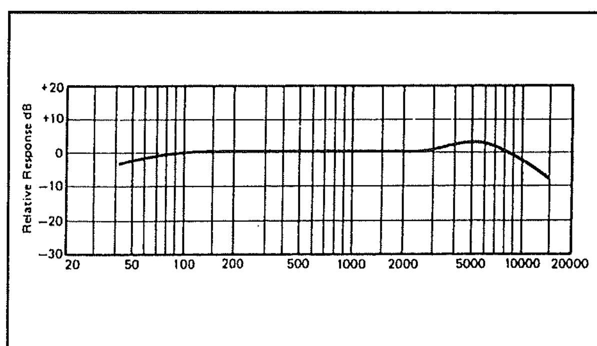


Figuur 3/3.27-18: Het werkingsprincipe van een electret microfoon.

Het permanent aanwezige statisch veld in de electret laadt de platen van de condensator op. Het grote voordeel is dat men dank zij moderne integratie-technieken, de eenvoudige en zeer goed werkende schakeling van figuur 3/3.27-12 in het microfoon kapsel kan inbouwen. Meestal bestaat de versterker uit een FET-trap met open collector uitgang.

Eigenschappen

Electret microfoons hebben ongeveer dezelfde uitstekende eigenschappen als condensator microfoons. Ook hun bandbreedte verloopt zeer recht, zoals figuur 3/3.27-19 bewijst.

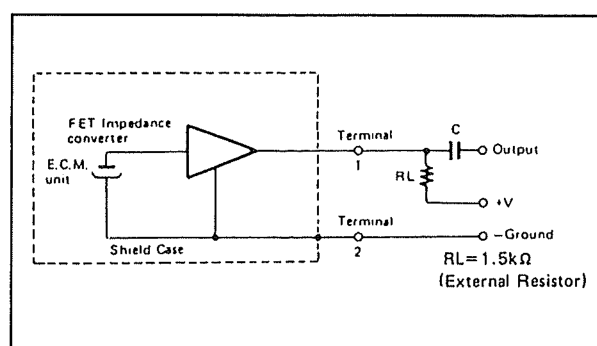


Figuur 3/3.27-19: De frequentiekarakterisiek van een electret microfoon.

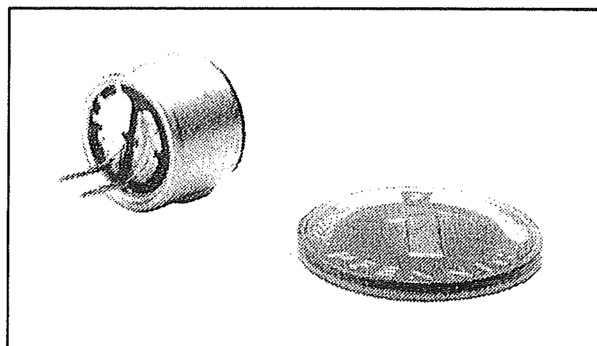
Dank zij de ingebouwde FET-versterker heeft een electret kapsel een tamelijk lage uitgangsimpedantie. Een waarde van 1 tot 2 kΩ is standaard. De signaal/ruis-afstand is echter vrij laag, namelijk typisch 45 dB. Vanwege de ingebouwde elektronica moet men een electret microfoon voeden met een gelijkspanning.
De FET-versterker heeft meestal een open-collector uitgang, zodat de noodzakelijke schakeling beperkt kan blijven tot dat wat in figuur 3/3.27-20 getekend is.
De belastingsweerstand heeft een waarde van 1,5 kΩ en wordt tussen een voeding van 1,5 V tot 10 V en "terminal 1" van de electret geschakeld. De ingebouwde FET-trap zal de stroom door de weerstand moduleren en de spanningsval die hiervan het gevolg is kan via de condensator C afgetapt worden. De waarde van deze condensator ligt tussen 10 nF en 4,7 μF.

Uitvoeringsvormen

Dank zij de moderne integratie is men in staat electret microfoons zeer klein uit te voeren. Als voorbeeld wordt in figuur 3/3.27-21 een typisch electret kapseltje vergeleken met een Duits 1 Pfennig muntstuk. In figuur 3/3.27-22 is aangegeven hoe men "terminal 1" van "terminal 2" kan onderscheiden. Deze laatste elektrode ligt aan de massa en is dus steeds verbonden met de metalen behuizing waarin het electret kapseltje is opgenomen.



Figuur 3/3.27-20: Het aansluiten van een electret microfoon.



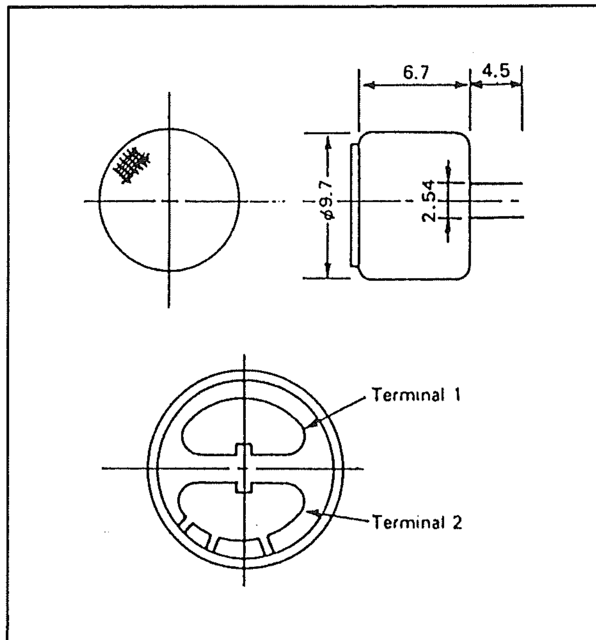
Figuur 3/3.27-21: Een miniatuur electret microfoon.

Microfoon met bewegende spoel

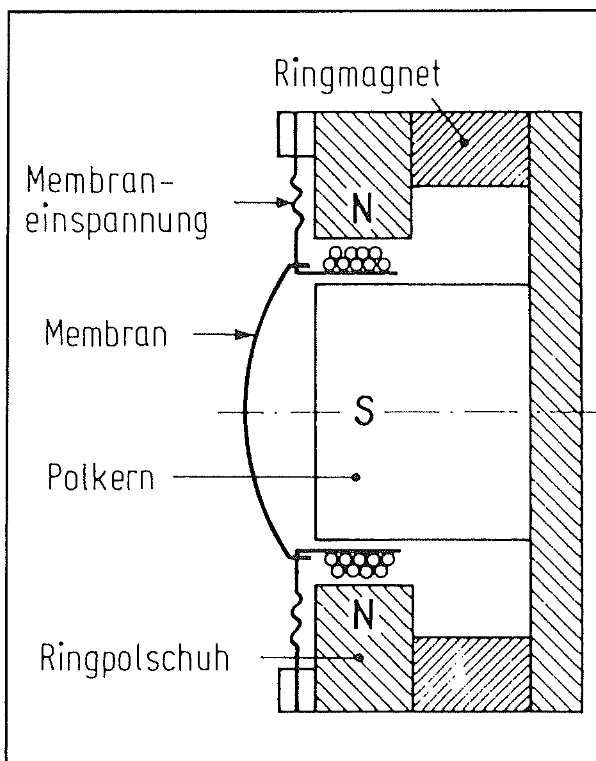
Opmerking

Deze microfoons worden ook wel dynamische microfoons genoemd.

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen



Figuur 3/3.27-22: De afmetingen en aansluitgegevens van een typisch electret kapsel.



Figuur 3/3.27-23: Het werkingsprincipe van een dynamische microfoon.

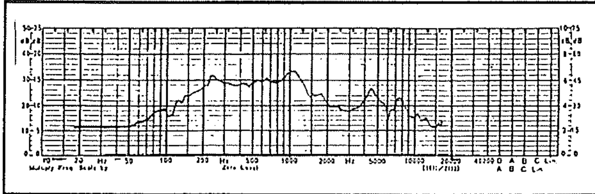
Werkingsprincipe

Een verend membraan is verbonden met een miniatuurspoeltje, zie de doorsnede van figuur 3/3.27-23, dat zich in het veld van een permanente magneet bevindt. De geluidsdruk zorgt voor beweging van het membraan en daarmee voor de beweging van het spoeltje in het magnetisch veld. In een spoeltje, dat in een magneetveld beweegt, wordt echter een inductiespanning gegenereerd. Deze spanning is recht evenredig met de snelheidsvariatie. In het spoeltje ontstaat dus een wisselspanning, waarvan de amplitude een recht evenredig verband heeft met de drukvariaties in de lucht.
Deze microfoons hebben geen uitwendige voedingsspanning nodig.

Specificaties

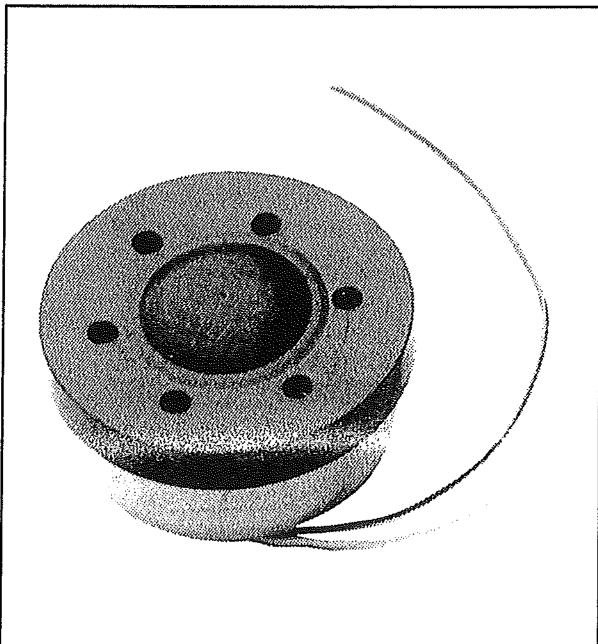
Dynamische microfoons behoren niet tot de beste die te koop zijn. Het zal duidelijk zijn dat de massa van het bewegend deel van de constructie vrij groot is. Het membraan moet immers het spoeltje in beweging brengen. Een immens verschil met condensator microfoons, waar het membraan flinterdun is en alleen zichzelf in beweging moet brengen. Het zal wel zonder meer duidelijk zijn dat die zware mechanische constructie rampzalige gevolgen heeft voor de bandbreedte en voor de frequentiekarakteristiek. Zoals uit figuur 3/3.27-24 blijkt, loopt deze laatste alles behalve vlak en heeft last van een heleboel pieken en dalen, veroorzaakt door mechanische resonanties in de constructie.
Ook de weergave van hoge frequenties is niet denderend: de zware membraan constructie kan de snelle bewegingen die daar bij horen niet volgen.
De impedantie van een dergelijke microfoon is vrij laag. Om de constructie niet zwaarder te maken dan zij al is, geeft men

het spoeltje zo weinig mogelijk windingen.



Figuur 3/3.27-24: De amplitudekarakteristiek van een dynamische microfoon.

Vandaar dat impedanties tussen 5 Ω en 200 Ω eerder regel dan uitzondering zijn. Het gevolg is wel dat een dynamische microfoon niet veel spanning genereert. De uitgangsspanning ligt tussen 0,05 en 0,5 mV/μbar! Er moet dus extreem versterkt worden om een normaal signaal van stel 0,75 V te verkrijgen, met alle daarbij horende problemen van ruis en brom. De zeer lage impedantie heeft wel als voordeel dat men de microfoon kan afsluiten met een lange afgeschermde leiding.

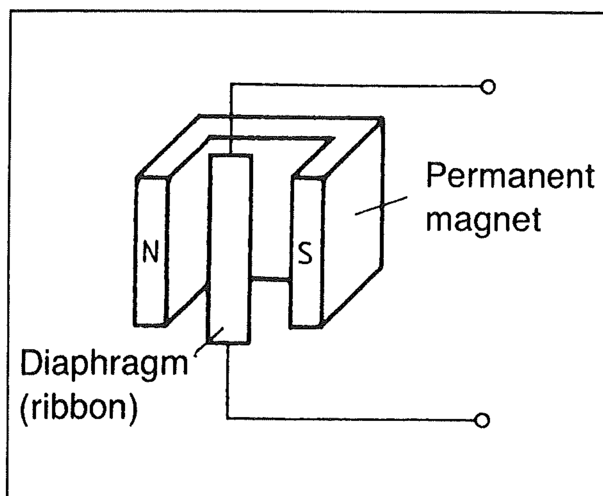


Figuur 3/3.27-25: Een dynamisch microfoon kapsel.

Uitvoeringsvormen
Dynamische microfoons zijn een beetje uit de gratie, een gevolg van het feit dat de veel en veel betere electret typen goedkoper op de markt kunnen worden gebracht. In figuur 3/3.27-25 is een door Monacor leverbaar type geschetst. Dat een dergelijk exemplaar veel gelijkenis vertoont met een tweeter zal geen verbazing wekken. De constructie van beide onderdelen is vrijwel identiek.

Band microfoon

Werking
Een band microfoon werkt volgens het elektrodynamische principe van de dynamische microfoon. Weliswaar wordt nu geen spanning opgewekt in een bewegende spoel, maar in een bewegende geleider. Het probleem van de microfoon met bewegende spoel is de zware bewegende massa. Bij de band microfoon heeft men dit opgelost, zie figuur 3/3.27-26, door het membraan én het spoeltje te integreren in één onderdeel.



Figuur 3/3.27-26: Werkingsprincipe van een band microfoon.

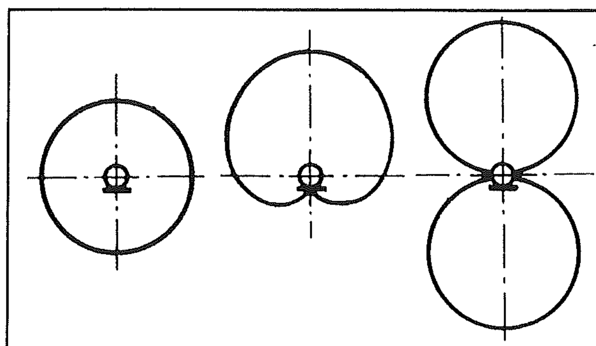
Dat onderdeel is een uiterst dun en veerkrachtig aluminium stripje, het diafragma. Dit diafragma is opgehangen tussen de polen van een permanente magneet. Het zal duidelijk zijn dat, om in dit uiterst kleine stripje een verwerkbare spanning op te wekken, er een krachtig magnetisch veld aanwezig moet zijn. Het is dan ook de moderne ferriet-technologie met zijn oersterke kleine permanente magneten die de ontwikkeling van dit verbeterd dynamisch type heeft mogelijk gemaakt.

Eigenschappen
Een band microfoon heeft een uiterst lage impedantie (veel lager dan 1 Ω) en levert zeer kleine spanningen af. Het kapsel moet derhalve onmiddellijk afgesloten worden met een impedantie-transformator en een voorversterker.
De overige eigenschappen zijn erg goed, onder andere de bandbreedte en de frequentiekarakteristiek. Toch zal men dit type maar in weinig commercieel verkrijgbare microfoons aantreffen.

Microfoon specificaties

Inleiding
Iedere microfoon wordt gespecificeerd door de volgende eigenschappen:

- **Gevoeligheid:**
  Dit is de verhouding tussen de door de microfoon gegenereerde spanning en de grootte van de geluidsdruk. De gevoeligheid wordt meestal in mV/μbar uitgedrukt.
  Hierbij is de μbar de eenheid waarmee de geluidsdruk wordt gedefinieerd. Een spreker met normaal stemvolume zal op 1 m afstand een geluidsdruk van ongeveer 1 μbar genereren. Een klein orkestje presteert op een afstand van 5 m ongeveer 10 μbar geluidsdruk.
- **Frequentiekarakteristiek:**
  Geeft de bandbreedte van de microfoon, waarbij voor iedere frequentie een gelijke geluidsdruk wordt gegenereerd en de uitgangsspanning wordt gemeten in dB en gerefereerd naar een referentie-frequentie van meestal 1 kHz.
- **Impedantie:**
  Is zeer afhankelijk van het werkingsprincipe en kan liggen tussen 0,1 Ω en tientallen kΩ. Bovendien is de impedantie in grote mate afhankelijk van de frequentie.
- **Richtingsgevoeligheid:**
  Dit is de gevoeligheid als functie van de invalshoek tussen de geluidsgolven en het membraan. Er zijn microfoons zie zeer richtingsgevoelig zijn en anderen, die zeer gevoelig zijn voor geluiden die uit alle richtingen komen. Deze specificatie is van groot belang, omdat zij een belangrijke rol speelt bij de keuze van de microfoon aan de hand van de praktijksituatie.
  In figuur 3/3.27-27 zijn drie veel voorkomende richtingskarakteristieken getekend, van links naar rechts cirkelvormig, niervormig en achtvormig.



Figuur 3/3.27-27: Drie richtingskarakteristieken die men vaak bij microfoons zal aantreffen.

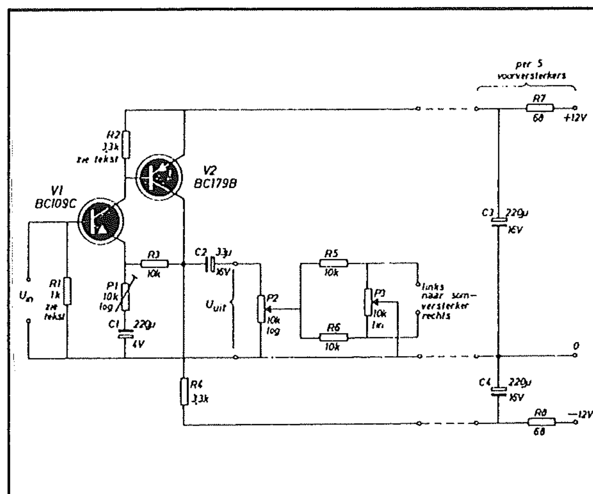
Microfoonschakelingen

Voorversterker voor dynamische microfoon

In figuur 3/3.27-28 is een "Radio Bulletin"-schema getekend van een universele voorversterker voor dynamische microfoons. Als ingangsversterker wordt een BC109C gebruikt. Een volledig verouderde transistor, maar een waarvan de uitstekende ruiseigenschappen niet snel overtroffen worden door moderne soortgenoten! Vanwege de lage impedantie van een dynamische microfoon moet de ingangsimpedantie van de versterker ook laag zijn. Deze wordt bepaald door de basisweerstand R1 van 1 kΩ. Er bestaat een sterke tegenkoppeling van de collector van de tweede trap naar de emitter van de eerste trap. Met de instelpotentiometer P1 kan men de versterkingsfactor van de schakeling instellen.

Symmetrische versterker met "fantoom"-voeding

In figuur 3/3.27-29 is een door "Elektuur" ontwikkelde universeel bruikbare microfoon voorversterker getekend, waarbij de voedingsspanning over de kabel verzonden kan worden. Er moet gebruik gemaakt worden van een symmetrische afgeschermde kabel, dus een kabel met twee afgeschermde geleiders. De onderdelen rond T1 en T2 worden zo dicht mogelijk bij het microfoon kapsel gemonteerd. De waarden van de weerstanden R1 en R2 moeten aangepast worden aan de impedantie van de gebruikte microfoon. De collector- en emitterweerstanden van T2 zijn niet bij de microfoon opgenomen, maar in de schakeling bij het mengpaneel. Op deze manier wordt het voedingsprobleem elegant opgelost. Omdat R8 en R9 even groot zijn en beide doorlopen worden door dezelfde stroom (als men de basisstroom verwaarloost) zijn in beide aders van de kabels even grote, maar 180° in fase gedraaide spanningen te vinden.



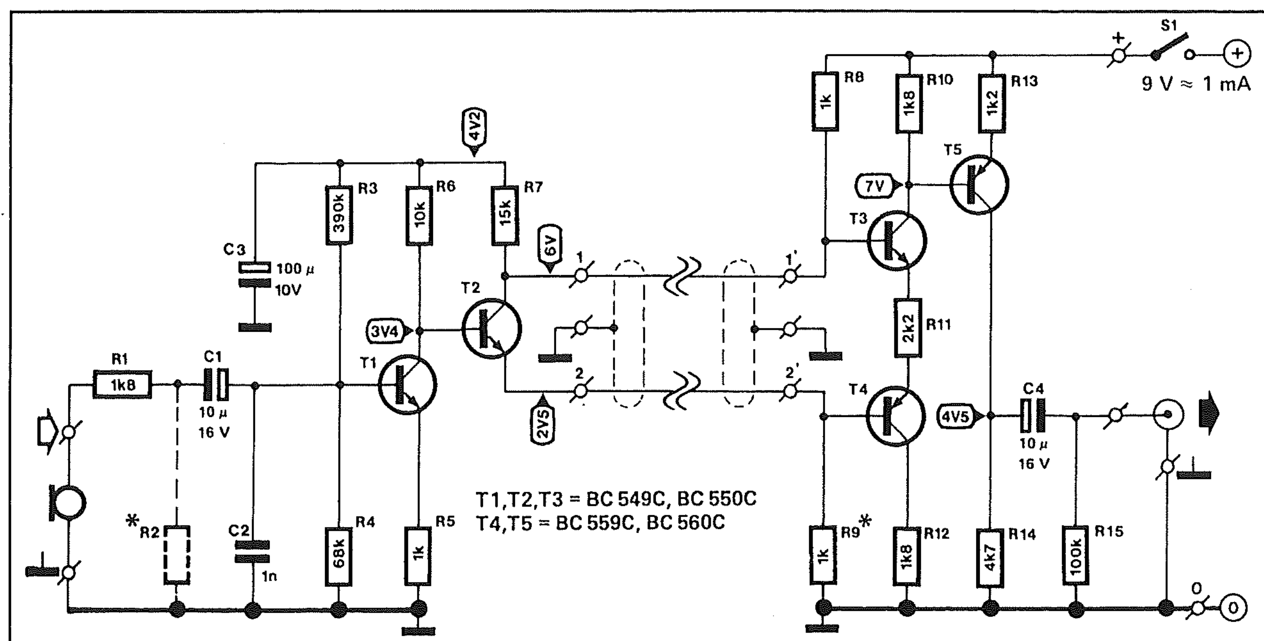
Figuur 3/3.27-28: Een gevoelige versterker voor dynamische microfoons.

Dit is een ideale situatie, wat een symmetrische verbinding tussen microfoon en mengpaneel zorgt per definitie voor onderdrukking van stoorsignalen. De voeding van de eerste trap wordt via de weerstand R7 afgetakt van de instelspanning van T2 en via C3 goed ontkoppeld. De transistoren T3 en T4 vormen een inverterende mengversterker. De twee signalen die via de twee aders worden aangevoerd worden bij elkaar opgeteld, maar een van de signalen wordt geïnverteerd. Stoorsignalen die op beide aders in even sterke mate aanwezig zijn worden zodoende geëlimineerd. De laatste trap rond T5 zorgt voor een lage uitgangsimpedantie.

Symmetrische versterker

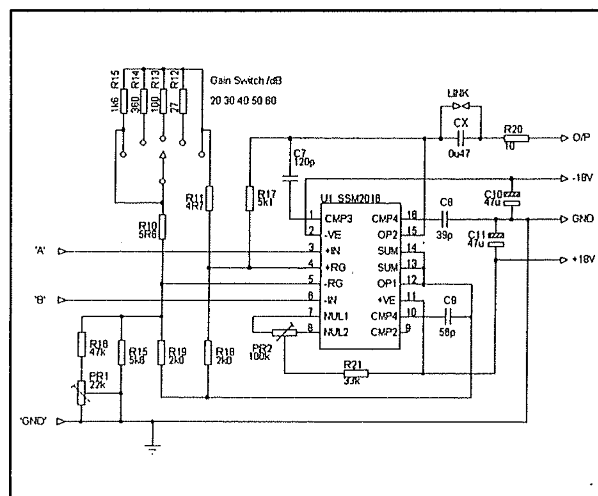
Figuur 3/3.27-30 geeft een door "Electronics World" ontwikkelde symmetrische versterker met een geïntegreerde instrumentatie versterker.

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen



Figuur 3/3.27-29: Een universeel bruikbare microfoon voorversterker, waarbij de voeding voor de eerste twee trappen via een symmetrische kabel aangevoerd kan worden.

De schakeling is ontwikkeld voor band microfoons of dynamische microfoons die in de microfoon behuizing worden afgesloten met een impedantie-transformator. De twee secundaire aansluitingen van deze trafo kunnen dan via een symmetrische afgeschermde leiding verbonden worden met de punten A en B van de schakeling. Deze versterker heeft een vervorming van slechts 0,009 % bij 10 kHz (!) en een eigen ruisspanning van 0,11 µV over een bandbreedte van 20 kHz.
Hart van de schakeling is een SSM2016, een zeer goede instrumentatie versterker. Met de instelpotentiometer PR2 kan men de offset van de ingangskringen van dit IC minimaliseren. Met de instelpotentiometer PR1 kan men de "common mode" onderdrukking optimaliseren. Aan beide ingangen worden 1 kHz sinussen toegevoerd, die 180° in fase gedraaid zijn. Men verdraait deze instelpotentiometer tot op de uitgang een minimale spanning verschijnt.



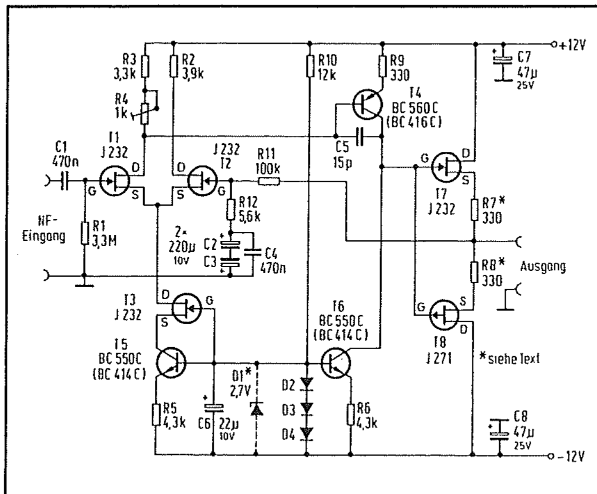
Figuur 3/3.27-30: Een symmetrische versterker voor trafo-gekoppelde dynamische en band microfoons.

De versterking van de schakeling kan ingesteld worden op 20, 30, 40, 50 en 60 dB met de omschakelaar.

Ruisarme FET-versterker
Tot slot van dit hoofdstuk geeft figuur 3/3.27-31 een in "Funkschau" gepubli-

3.27 Microfoons: typen, specificaties en schakelingen

ceerde verschilversterker met extreem ruisarme FET's in de ingangstrappen. De FET's van het type J232 van Siliconics hebben een eigen ruis van slechts 2 nV/√Hz. Het nadeel van deze schakeling is dat, voor maximale specificaties, de twee FET's gepaard moeten worden. Dat gaat als volgt. Men bestukt de volledige schakeling op T1, T7, T8, R7 en R8 na. Nu zet men een J232 op de plaats van T1 en schakelt de voeding in. Men meet de drain/source-spanning. Voeding uitzetten, FET uitsolderen, nieuwe FET er in. Op deze manier zoekt men uit een setje twee FET's die identieke drain/source-spanningen hebben.



Figuur 3/3.27-31: Een extreem ruisarme voorversterker met geselecteerde FET's.

3/3.28 Luidsprekers

Een luidspreker zou je kunnen betitelen als een elektro-acoustische omvormer. Wisselstromen afkomstig van een laagfrequent versterker worden met behulp van een luidspreker omgezet in luchttrillingen. De vier delen waaruit een luidspreker bestaat zijn ruwweg:

1. De van flexibel maar stevig materiaal gemaakte conus.
2. Een permanente magneet.
2. De luidsprekerspoel, die aangesloten wordt op de signaalbron.
3. Een mechanisch raamwerk, waaraan de voorgaande drie onderdelen op een andere manier zijn bevestigd.

De belangrijkste eis die we aan een luidspreker stellen is, dat hij een signaal zo mogelijk zonder vervorming in geluid omzet. Aangezien luidsprekers echter mechanische bouwsels zijn, met traagheid, ongelijkvormigheid van materiaal en wat dies meer zij, is een luidspreker doorgaans een compromis tussen wens en haalbaarheid. In de praktijk blijkt dat de meeste fabrikanten redelijk zijn geslaagd in het vinden van een goed compromis. De volgende parameters zijn van belang bij de keuze van een geschikte luidspreker.

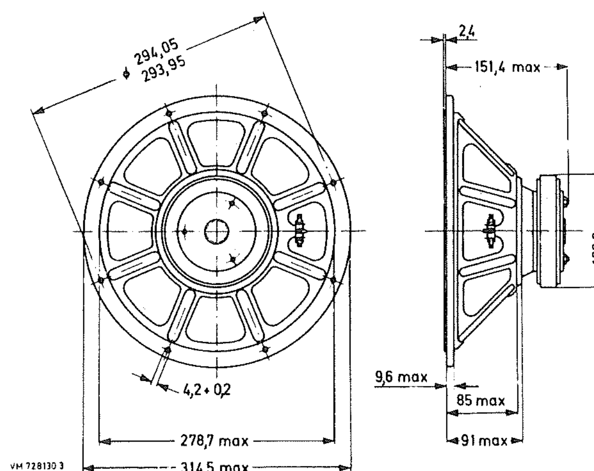
= Vermogen (in Watt): dit is afhankelijk van de afmeting en sterkte van conus en spoel. Opgave wordt gedaan aan de hand van een maximaal toelaatbare constante wisselstroom (sinus vermogen). Deze waarde is van belang omdat de versterker waarop de luidspreker wordt aangesloten geen groter vermogen zou mogen leveren, daar anders de luidspreker overbelast zou kunnen worden met alle desatreuse gevolgen van dien.
= Muziekvermogen (in Watt): Dit ligt doorgaans ca 30% hoger dan het sinusvermogen. Het geeft aan tot welke piekprestaties de luidspreker in staat is.
= Impedantie (in Ohm): Dit is de aansluitimpedantie van de luidspreker. Bij een misaanpassing ten opzichte van de aangesloten versterker kan vermogensverlies of overbelasting van de luidsprekerspoel optreden. De meeste luidsprekers voor muziektoepassingen hebben een impedantie van 4 of 8 ohm. Bij bestelling moet vaak de impedantie worden opgegeven, omdat een bepaald model luidspreker in beide uitvoeringen leverbaar is. Hoogohmige luidsprekers vinden we doorgaans alleen in omroepinstallaties (public

address). Hier wordt de luidspreker gevoed met een hogere spanning, waardoor voor eenzelfde vermogen een lagere stroom nodig is. Op deze wijze blijven de verliezen in de lange luidsprekerkabels beperkt.

= Frequentiebereik (in Hz): Dit is het frequentiegebied waarbinnen de luidspreker alle signalen zonder hoorbare verzwakking weer kan geven. Voor muziekweergave worden dikwijls combinaties van meerdere luidsprekers gebruikt, elk met zijn specifieke deel van het frequentiespectrum. Hierdoor wordt een frequentiebereik voor de combinatie mogelijk, die door geen enkele afzonderlijke luidspreker kan worden bestreken. Deze combinaties worden ingebouwd in een kast en het voor elke luidspreker bestemde deel van het frequentiegebied wordt door bandpass-filters (zogenaamde wisselfilters) uit het totaal aangeboden signaal afgezonderd. Zo'n kast wordt een "box" genoemd. Er zijn boxen in de handel die een frequentiegebied van 20...25000 Hz bestrijken. De eisen die men aan "electro-acoustische omvormers" mag stellen zijn vastgelegd in de DIN 45 500 norm. Men spreekt van high fidelity (hifi) als een systeem een frequentiebereik heeft van 20...20000 Hz heeft. Dit komt overeen met 10 octaven!

Voorbeeld specificaties van een hifi luidspreker

Uit het rijke aanbod van luidsprekers hebben we de AD 12100 M luidspreker van Valvo als voorbeeld voor een technische specificatie genomen. Dit is een robuuste luidspreker met goede elektrische eigenschappen:



Figuur 3/3.28-1: Afmetingen van de Valvo AD 12100 M luidspreker.

Vermogen	30 W
Impedantie	4 of 8 ohms versie
gelijkspanningsweerstand van de spoel	3,2 / 7,0 ohm (4/8 ohms versie)
resonantiefrequentie	45 Hz
frequentiebereik	40...13000 Hz
conusdiameter	314,5 mm
klankbordgat diameter	278 mm
diepte	151,4 mm
gewicht	3,3 kg

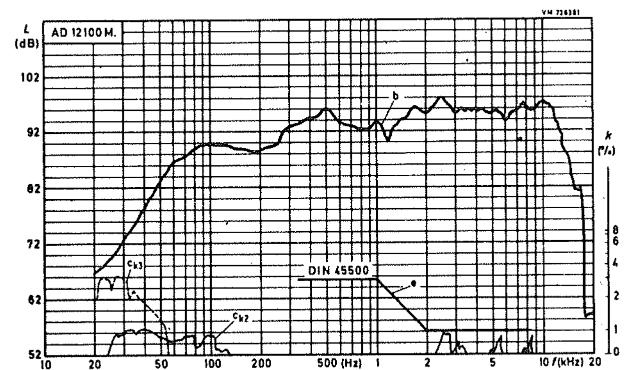
Deze luidspreker kan zowel op zichzelf als in een meerwegs-box worden toegepast. Hij heeft een goede ruimtelijke klankverdeling, een lage resonantiefrequentie en is zeer gevoelig. (min. aanspreekvermogen 0,65 W). Deze luidspreker voldoet het best in boxen van minimaal 50 liter.

In deel 4 vindt u een beschrijving van zelfbouwboxen en een schakeling om uw dure luidsprekers tegen overbelasting te beveiligen.

Kurve b:
geluidsdruk gemeten in een echovrije ruimte bij voeding van de luidspreker met het minimale aanspreekvermogen van 0,65 W. Luidspreker ingebouwd in een gesloten met 1 kg glaswol gevulde 80-liter box.

Kurven C_{k2} en C_{k3}:
De niet lineaire vervormingen van de 2e en 3e harmonischen gemeten bij dezelfde condities als boven.

Kurve e:
De maximaal toelaatbare niet lineaire vervorming volgens DIN 45 500.



Figuur 3/3.28-2: Geluidsdruk uitgezet tegen de frequentie.

3/3.29 Motoren

In de hobby-techniek worden motoren zowel voor aandrijving van modellen gebruikt als voor het bewegen van stuur- en andere regelingen (servomotoren). Een electromotor zet electrische energie om in mechanische energie en wel meer precies in een draaiende beweging. Het principe berust op het door Lorentz vastgestelde en in een wet vastgelegde verschijnsel, dat er op een draad waardoorheen een stroom vloeit een kracht werkt, wanneer de door deze stroom opgewekte veldlijnen loodrecht staan op een magneetveld. Het magneetveld wordt verkregen door het net of een batterij aan te sluiten op een koperwikkeling, waardoor dan een stroom gaat lopen. Deze wikkeling kan zowel in het vaststaande deel van de motor, de stator, als in het roterende deel van de motor, de rotor zijn aangebracht. De wikkeling waarin het hoofdveld wordt opgewekt heet het anker. De andere wikkeling is de veldwikkeling. Bij kleine motoren wordt dit hoofdveld vaak opgewekt door een permanente magneet.
Electromotoren kunnen voor wisselstroom of gelijkstroom zijn gemaakt. Bij kleine gelijkstroommotoren draagt de rotor de ankerwikkeling. Deze wikkeling(en) worden via de collector van spanning voorzien. De collector is een soort trommel die bestaat uit meerdere van elkaar geïsoleerde segmenten, en waarop goedgeleidende koolborstels drukken. Via deze koolborstels wordt de stroom aan de ankerwikkeling toegevoerd. Als veld en ankerwikkeling in serie zijn geschakeld, dan heeft men te doen met een seriemotor. Deze heeft een groot aanloopkoppel; het toerental is echter belastingsafhankelijk. Bij een parallelmotor zijn veld en ankerwikkeling parallel geschakeld, waardoor deze motor precies tegengestelde eigenschappen heeft. D.w.z. een laag aanloopkoppel, maar een constant toerental bij belasting. Er zijn ook combinaties van motoren met parallel en seriewikkelingen, die de positieve eigenschappen van beide voorgaande typen in zich verenigen.
Electromotoren voor wissel- en draaistroom zijn meestal kooi- of kort-sluitanker -motoren. Hierbij wekt een door de statorwikkeling lopende stroom een draaiveld op in de wikkeling van de rotor. De rotor wikkeling is kortgesloten hierdoor zal er door de rotor wikkeling een kortsluitstroom gaan lopen. De wisselwerking tussen het primair in de stator opgewekte veld en het in de rotor secondaire veld opgewekt door de kortsluitstroom zorgt voor het draaikoppel. Daar het

toerental afhankelijk is van de frequentie van de aangelegde wisselspanning (en dus meestal constant met de netfrequentie) zijn deze synchroon of asynchroonmotoren ideaal voor toepassingen, waar een constant toerental gewenst is. Denk bijv. aan platenspelers, cassette- en andere recorders.
Synchroon- of asynchroon motoren werken zonder collector (commutator), die bij gelijkstroommotoren dient voor de ompoling van de stroom en daarmee het magneetveld. Kleine gelijkstroommotoren, waarbij het magneetveld wordt opgewekt door een permanente magneet kunnen niet op wisselstroom worden gebruikt, daar het permanente veld niet na elke halve wisselstroomperiode kan worden omgekeerd. Een gelijkstroommotor met een electromagnetisch opgewekt veld kan in principe ook worden gebruikt voor wisselstroom. Men moet echter wel rekenen met een sterk verminderd vermogen.

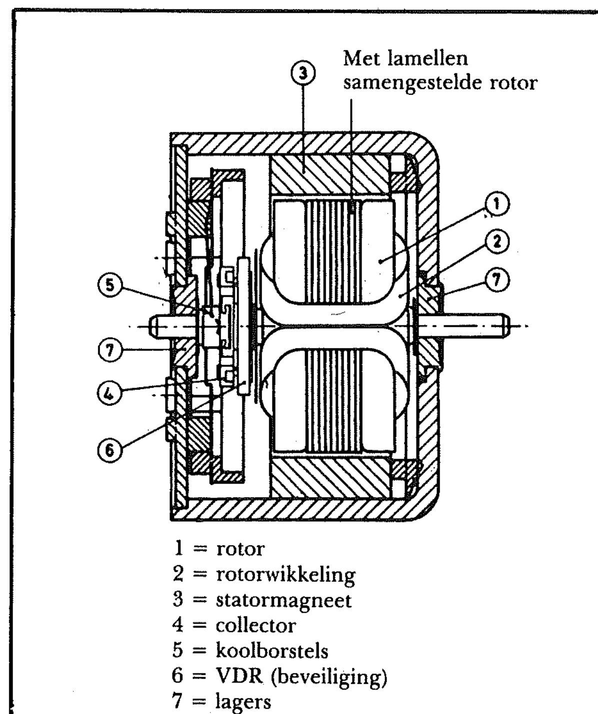
Voor de voortstuwing van modellen worden doorgaans gelijkstroommotoren gebruikt met een vermogen van ca 1...250 W.

Belangrijke parameters voor de selectie van motoren zijn:

= Werkspanning; voor hobby-gebruik meestal 1,5 tot 12V.
= Onbelast toerental; tussen 5000 en 50000 toeren per minuut.
= Koppel; tussen 5 en 500 gr/cm.
= Opgenomen vermogen; 1 tot 250W.

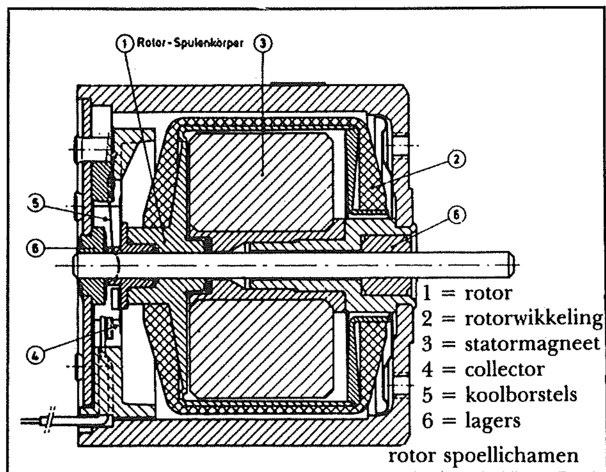
Voor hobby-gebruik dienen gelijkstroom-collector motoren te voldoen aan de volgende kwaliteitseisen:
= Sterke permanente veldmagneet.
= Dynamisch uitgebalanceerd anker (vibratievrij, spaart de lagers!).
= Goed (in een heet bad gedrenkte) geïsoleerde wikkeling.
= Geslepen collector (commutator) voor hoge toerentallen.
= Onderhoudsvrije gesinterde lagers.
= Geslepen, geharde en gepolijste assen.

Het toerental van gelijkstroommotoren is direkt afhankelijk van de spanning. Om deze motoren zinvol te gebruiken is bijna altijd een poelie of tandwieloverbrenging noodzakelijk om het toerental te reduceren tot een gewenst bereik.

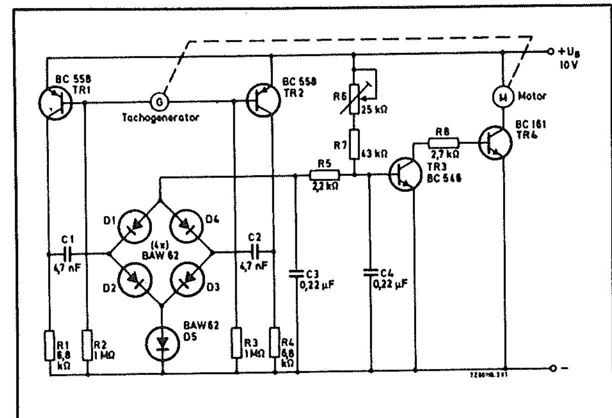


Figuur 3/3.29-1: Gelijkstroommotor met ijzer-rotor.

3.29 Motoren



Figuur 3/3.29-2: Gelijkstroommotor met ijzerloze rotor.



Figuur 3/3.29-3: Schakeling voor een electronische toerentalregeling van een gelijkstroommotor met tachogenerator.

3/3.30 Gedrukte bedrading

Gedrukte bedrading, meestal aangeduid met printplaten of kortweg prints zijn letterlijk de dragers van de hedendaagse electronica. Zij geven de mechanische ondergrond voor de componenten en zorgen tegelijkertijd voor de onderlinge verbinding van de componenten. In dit hoofdstuk behandelen we tevens de in het lab of tijdens de experimenteerfase gebruikelijke wijzen om tot een werkende schakeling te komen.
Om een logische opbouw te krijgen beginnen we hiermee. Voor experimentele doeleinden zijn verschillende oplossingen, die kunnen worden ingedeeld onder de volgende categorieën:

= Bedrade schakelingen.
= Gaatjesprint, lab-kaarten.
= Breadboards.

Bedrade schakelingen
Hier worden de componenten rechtstreeks aan elkaar gesoldeerd of met draden aan elkaar gesoldeerd. Voor kleine schakelingen en vooral schakelingen met discrete elementen kan deze methode wel worden toegepast. Zo gauw men met wat hogere frequenties werkt, of met kleine signalen en grote versterkingen loopt men bij deze methode al gauw het risico van ongewenste capacitieve (terug-)koppelingen en het oppikken van brom of andere ongewenste signalen. De gehele schakeling is eigenlijk een grote antenne, waardoor de hele schakeling als een zender kan functioneren. Men moet er dus op letten de verbindingen zo te leggen, dat er geen koppelingen tussen in- en uitgangssignalen ontstaat. Bij gebruik van coax- en afgeschermde verbindingen kan het risico wat kleiner worden. Het geheel ontaardt echter snel in een berg "spaghetti".

Gaatjesboard
Dit wordt vaak met de merknaam vero-board aangeduid. Het biedt als voordeel, dat de componenten een goede mechanische ondergrond hebben en dat men de schakeling reeds zo kan bedraden als op een echte printplaat het geval zal zijn. Het is dan ook niet al te moeilijk later een definitief print-layout te maken, vooral als men bij de opbouw van de schakeling op gaatjesboard al in gedachten houdt, dat men er een print van wil maken. Op gaatjesboard kan men reeds een hoge componenten dichtheid bereiken. De schakeling is nog tamelijk eenvoudig te veranderen. Gaatjesboard is zelfs geschikt als definitieve drager voor een schakeling, die men slechts

eenmaal maakt. Er is echter een ding, dat de amateur nog wel eens opbreekt in zo'n geval. Dat is dat hij als de schakeling eenmaal werkt de uiteindelijke documentatie achterwege laat. Gaat er later iets stuk, dan kan hij zich niet meer herinneren hoe een en ander in elkaar zat en kan het een hele uitzoekerij worden. Documenteer een definitieve gaatjesboard schakeling altijd goed. Leg de bedrading in nette bundels en met haakse bochten, tenzij terwille van terugkoppeling of vereisten van minimale verbindingslengte dit niet kan. Een druppeltje lijm doet wonderen om bedrading netjes vlak tegen het board te houden. Andere vormen van experimenteer boards, die in het zelfde kader vallen als veroboard zijn lab-kaarten, waarin geen gaatjes zitten, maar de componenten op kleine eilandjes worden gemonteerd. Een laatste categorie heeft aan de achterzijde pennen, waardoor de schakeling met "wire-wrap" verbindingen kan worden gemaakt. De rasterafstand van gaatjes en eilanden is bij al deze boards 2,54 mm.

Breadboards

Dit zijn tegenwoordig de handigste boards om op te experimenteren. Zij zijn tamelijk prijzig, maar een hobbyist, die regelmatig experimenteert zal de prijs er snel uit hebben. De boards zijn verkrijgbaar in vele afmetingen, van heel klein tot vrij fors. Op een rastermaat van 2,54 mm zijn er hele rijen klemcontacten, waar componenten en draden in kunnen worden gestoken. De klemcontacten zijn in groepjes vertikaal met elkaar verbonden, terwijl boven en onder rijen van deze vertikale groepjes rijen horizontaal met elkaar verbonden contacten lopen, die als spannings-rails kunnen fungeren. Deze boards zijn uitermate geschikt voor het ontwerpen van schakelingen met IC's. Veranderingen zijn eenvoudig aan te brengen, componenten kunnen eenvoudig worden uitgewisseld, en als men bij het bedraden reeds in het achterhoofd heeft van de uiteindelijke schakeling een print te willen maken, kan men de bedrading zo leggen, dat het print ontwerp eenvoudig van de breadboard-schakeling valt af te leiden. In de praktijk blijkt, dat goede breadboards qua contactering zeker niet onderdoen voor gesoldeerde verbindingen. Voor hobby-gebruik is een kaart van Eurokaart formaat meestal toereikend. Een goede tip: bewaar de afgeknipte einden van componenten in een bakje. Het zijn handige draadjes om de draadbrugjes van te maken.

Printplaten maken

Bij de tot nu toe besproken schakelingen vormen draadbruggen, al dan niet gesoldeerd de verbindingen tussen de componenten. Bij printplaten (prints) zijn het kopersporen die voor de verbinding zorgen. Deze sporen, die slechts tienden van een mm dik zijn, zijn zeer vast met het draagmateriaal verbonden. Het draagmateriaal is meestal pertinax of een epoxy-kunststof. Het grote voordeel van printplaten is het feit, dat als men eenmaal de layout heeft gemaakt men op eenvoudige wijze en met een zeer grote betrouwbaarheid in korte tijd een groot aantal prints kan maken. Dat is de re-

den, dat printjes voor allerhande schakelingen tegen redelijke prijzen in de handel zijn te krijgen. Voor de echte hobby-ist is het zelf maken natuurlijk de te volgen weg. In de industrie kan men zeer complexe prints maken. Prints kan men onderverdelen in:

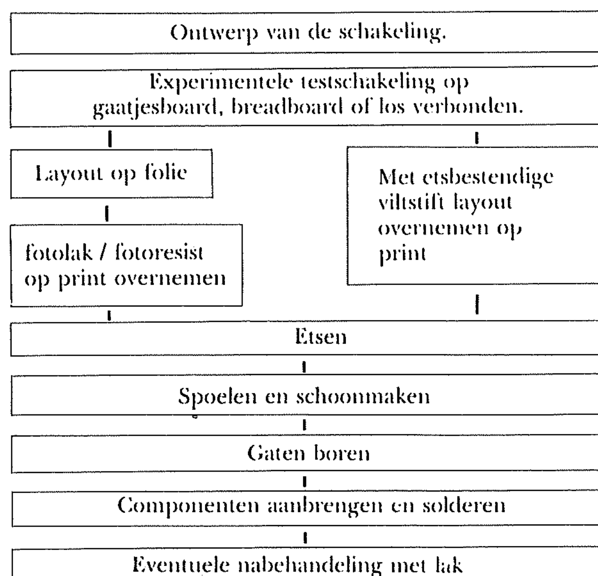
= Enkelzijdige prints. Hierbij lopen maar aan een zijde printsporen. Voor eenvoudige schakelingen tot niet al te complexe schakelingen kunnen deze prints worden gebruikt. Kruisingen van verbindingen moeten op de layout zoveel mogelijk worden vermeden, aangezien deze alleen met draadbruggen zijn te verwezenlijken.

= Dubbelzijdige print. Hierbij lopen aan beide zijde printsporen. Deze prints worden gebruikt voor ingewikkelder schakelingen. Dikwijls vindt men een soort layout, waarbij alle horizontale verbindingen op een zijde van de print lopen en alle vertikale verbindingen op de andere zijde. Het zal duidelijk zijn, dat de beide zijden bij de belichting van de print zeer goed uitgelijnd moeten zijn om de componenten aansluitingen recht boven elkaar te krijgen. In dit boek zijn de meeste prints enkelzijdig, maar er zijn ook een aantal schakelingen met dubbelzijdige prints. De dubbelzijdige prints die men zelf kan maken hebben geen voorverbinding tussen beide zijden van de print. Deze doorverbindingen worden na het boren door de ingestoken componenten gemaakt. Het is dus zaak componenten aansluitingen, die tevens voor een boven/onderzijde doorverbinding zorgen aan beide zijden te solderen. Ook kunnen er gaten zijn die uitsluitend dienen voor een doorverbinding, hierin moet dan een draadje worden aangebracht, dat aan beide zijden is gesoldeerd. In de industrie is er een proces, waarmee de gaten achteraf van een doormetalisering worden voorzien. Dit proces is echter voor hobby-isten niet zelf uit te voeren.

= Multi-layer boards.
Deze komen uitsluitend voor in de industrie. Meerdere zeer dunne dubbelzijdige boards worden met een lijmlaag op elkaar geperst. Daarna worden ze geboord, waarna de doormetalisering van de gaten zorgt voor de onderlinge connecties.

Een beschrijving van het zelf maken van prints staat in hoofdstuk 3/8.3 en hoofdstuk 8/2.1

Schematisch overzicht van zelf prints maken.



3.30 Gedrukte bedrading

3/3.31 Magneetkoppen

Magneetkoppen zijn kleine ingekapselde electromagneten, waarvan de poolafstand slechts enkele duizendste millimeters bedraagt. De taak van magneetkoppen is primair natuurlijk het omzetten van elektrische energie in magnetische energie of omgekeerd. In de opname en weergavetechniek maakt men onderscheid tussen opname-, weergave- en wiskoppen. De opbouw van een magneetkop is ongeacht zijn toepassing in principe steeds gelijk. Iedere magneetkop bestaat uit twee elektromagneten, de kern, de kopwikkeling, waarvan het aantal windingen de gevoeligheid bepaalt en de spleet tussen de polen. De breedte van de spleet is afhankelijk van de toepassing. In fig. 3/3.31-1 is een en ander in tekening gebracht.

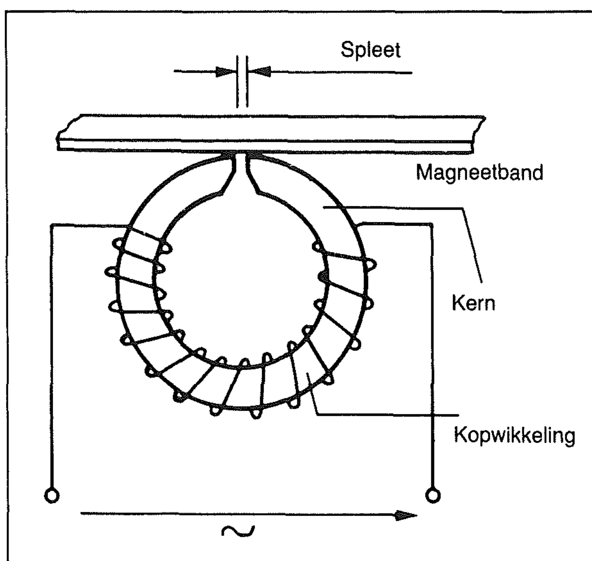


Fig. 3/3.31-1: Mechanische opbouw van een magneetkop

Een magneetkop is dus een omzetter. Tussen de beide polen (over de spleet) loopt een magnetisch veld. Dit veld magnetiseert het magnetiseerbare materiaal in de erlangs lopende band. De mate van magnetisering is afhankelijk van de sterkte van het veld.
Deze magnetisering kan men niet vergelijken met de magnetisering van een homogeen magnetiseerbaar materiaal, zoals bijvoorbeeld een spijker. Bij homogene materialen ontstaat een ketting van elementaire magneetjes, waartussen zich veldlijnen bevinden. Bij magneetband liggen de elementaire magneetjes (zogenaamde dipolen) zo, dat steeds gelijknamige polen tegenover elkaar liggen. Daardoor treden de veldlijnen buiten de band en kunnen door de magneetkop worden "gelezen".

Fig. 3/3.31-2 geeft het principe bij opname weer.

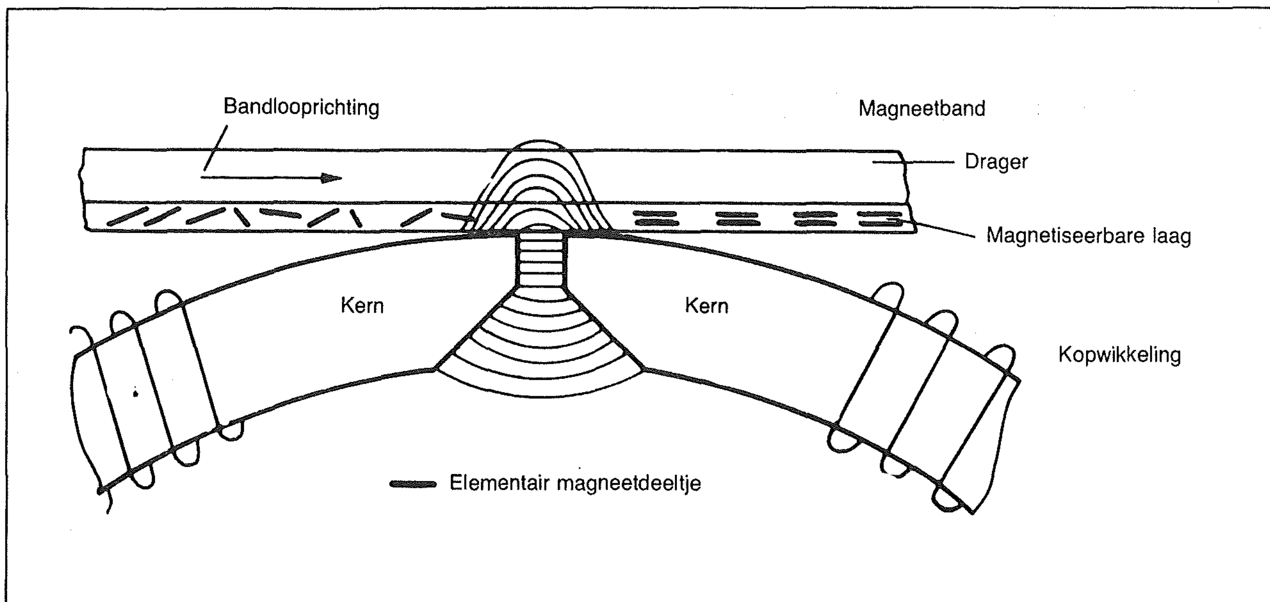


Fig. 3/3.31-2: Werking van de krachtlijnen op het magnetiseerbare materiaal

Wiskoppen

De wiskop wist, zoals zijn naam reeds doet vermoeden de op de band aanwezige informatie. Men treft in elke recorder een wiskop aan, die mechanisch altijd voor de opname/weergave kop is geplaatst.

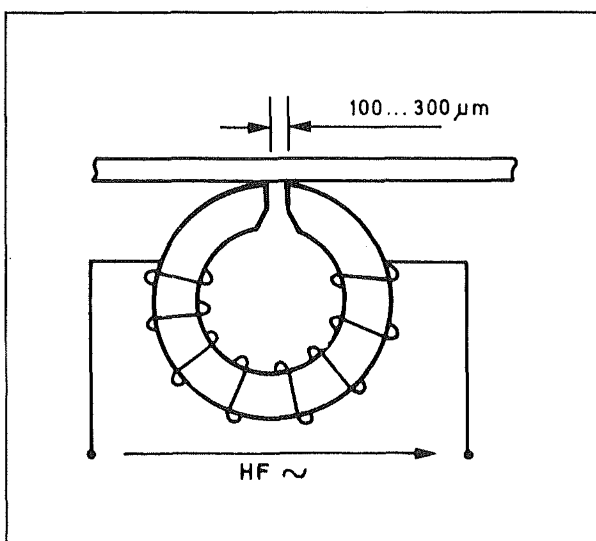


Fig. 3/3.31-3: Principe van de wiskop

Een wiskop wordt met een hoogfrequentstroom gevoed. Kenmerkend voor een wiskop is de grote poolspleet van 100...300 um.
Hierdoor ontstaat een goede magnetisering van de band. De veldlijnen verlopen vlak over de poolkoppen, maar zijn bijzonder sterk, waardoor een goede ontmagnetisering van de band verzekerd is en er een storingsvrije band ter beschikking is voor opname.

Opname koppen

Een opnamekop zet een elektrisch signaal om in een magnetisch veld. De elektromagnetische veldlijnen die over de spleet staan en waarvan de sterkte afhankelijk is van het aangeboden elektrische signaal zullen in de band voor een meer of minder groot remenent (=rest) magnetisme zorgen. De in het elektrische signaal aanwezige in-

formatie wordt als meer of minder uittredende veldlijnen op de magneetband vastgelegd. Een vereiste van magneetkoppen is een minimum aan verliezen, om de verschillen tussen origineel en opname zo gering mogelijk te houden. Een zeer geringe eigen capaciteit is van belang om onderdrukking van de HF-voormagnetisering te voorkomen. De poolspleet van een opnamekop is 2...20 um. In opname koppen vindt men dikwijls een tweede kernspleet, die recht tegenover de hoofdspleet is aangebracht. Hiermee bereikt men een gelijkmatiger opname en onderdrukt men typische opname-

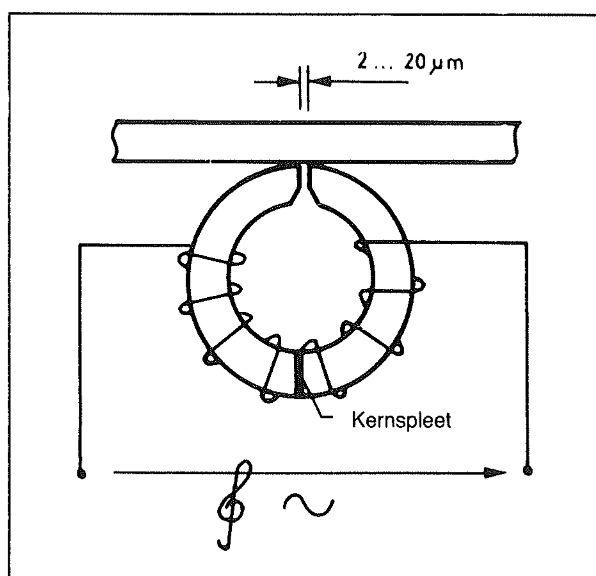


Fig. 3/3.31-4: Principe van de opnamekop

ruis. De wisselstroom voor de koppen wordt geleverd door een versterker met een goede impedantie aanpassing.

Weergave koppen

Weergave koppen zijn zeer gevoelig voor storingen van buitenaf. Om voor de hand liggende redenen zijn zij nl zeer gevoelig. Een weergavekop wordt

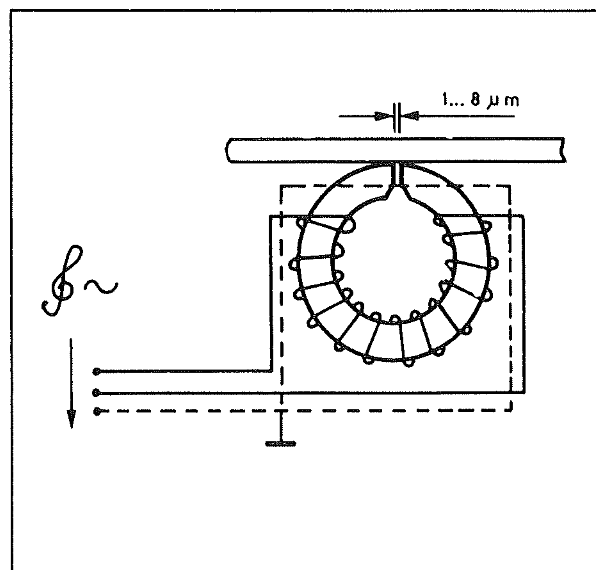


Fig. 3/3.31-5: Principe van de weergavekop

dan ook altijd goed afgeschermd. Door de zeer smalle spleet krijgt men een hoge grensfrequentie. De spleetbreedte ligt tussen de 1...8 um. De spleet moet altijd kleiner zijn als de kleinste golflengte op de band, opdat deze nog correct kan worden weergegeven.

Gecombineerde koppen

Om economische redenen heeft men opname en weergave koppen tot een geheel gecombineerd. In cassettedecks en kleine recorders vindt men bijna uitsluitend gecombineerde koppen.
Het zal duidelijk zijn dat bij combikoppen een compromis moest worden gevonden voor de spleetbreedte. Dit compromis valt meestal ten nadele van de weergavekop uit. De spleetbreedte is meestal tussen de 2 en 6 um. Dat gaat natuurlijk ten nadele van de weer te geven frequenties. Om dit probleem te omzeilen werden de zogenaamde dubbelspleetkoppen ontwikkeld. Deze koppen hebben voor opname en weergave een afzonderlijke spleet. Ze heb-

ben echter een gemeenschappelijk juk, een zeer smalle spleet voor de weergave (ca. 1 um) en een wat bredere voor de opname (ca. 4 um). Door de bredere opnamespleet is een groter HF-voormagnetisering mogelijk, hetgeen voordelen geeft bij het opnemen op Chrom-dioxide bandjes. Van de 3 in zo'n dubbelspleetkop opgenomen wikkelingen, worden bij opname alle drie de wikkelingen gebruikt en bij weergave alleen wikkelingen 2 en 3. Zie ook figuur 3/3.31-6.

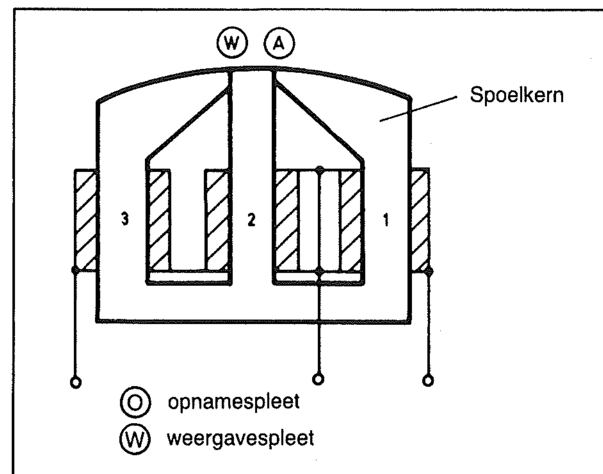


Fig. 3/3.31-6: Gecombineerde kop

3/3.32

Mechanische onderdelen

3/3.32.1 Koellichamen

Alle elektronische onderdelen waar stroom doorloopt worden warm. Dit is een zuiver natuurkundig verschijnsel, dat ontstaat doordat elk onderdeel een zekere weerstand heeft, die het lopen van een stroom tegenwerkt. Hoe warm de onderdelen worden is afhankelijk van de stroomsterkte en de weerstand en van de warmteweerstand. De warmteweerstand is een materiaalconstante, die de geleiding van de warmte door het materiaal bepaalt.

Deze eenheid is: $\frac{K \cdot m}{W}$ $\left[\begin{array}{l} m;\text{Meter} \\ K;\text{Kelvin} \end{array}\right]$

De in een halfgeleider ontwikkelde warmte wordt via het huis naar buiten afgevoerd. Daarbij spelen warmtegeleiding van het materiaal, massa, materiaal van de behuizing, aansluiting en montage een rol. De gegevens in datahandboeken kunnen onmogelijk al deze variabelen bevatten, daar vele ervan aan de samenstellers onbekend zijn. Daarom hebben de gegevens in de datahandboeken meestal betrekking op de warmteweerstand van de collectorsperlaag ten op zichte van de lucht of ten opzichte van de behuizing. De eerste waarde is meestal tweemaal zo groot als de tweede. De waarden die in de handboeken worden opgegeven zijn maxima! De belangrijkste parameter bij power-transistoren is het gedissipeerde vermogen van de transistor zelf. Dat wil zeggen het vermogen, dat in de transistor zelf in warmte wordt omgezet. Dit is te berekenen met de onderstaande formule:

$$P_V = V_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B \text{ (W; Watt)}$$

In woorden: Het gedissipeerde vermogen is gelijk aan het produkt van de collector-emitter-spanning en de collectorstroom plus het produkt van basis-emitter-spanning en de basisstroom. Bij kleine signaal transistoren, is het laatste produkt zo klein, dat het meestal buiten beschouwing wordt gelaten. De maximale vermogensdissipatie wordt in data-handboeken meestal gegeven bij een omgevingstemperatuur van 25°C. Als het in de transistor gedissipeerde vermogen de maximale waarde niet overschrijdt, dan zal de temperatuur van de sperlaag onder de maximaal toegestane limiet blijven en zal de transistor niet beschadigd worden. Voor germanium halfgeleiders ligt de maximale sperlaagtemperatuur op ca. 90°C, bij silicium halfgeleiders is dit ca. 175°C. Wil men de dissipatie vergroten, dan zal men de warmteweerstand

tussen behuizing en de lucht moeten verkleinen. Hiertoe kan men de lucht in beweging brengen (ventilatoren), het oppervlak van de behuizing met behulp van een koellichaam vergroten, of beide. Het effect van een koellichaam is afhankelijk van de warmtegeleidings eigenschappen van het materiaal, van de massa en van de oppervlakte. Daarnaast moet bij gebruik van koellichamen worden gelet op:

- Een thermisch gunstige plaats voor het koellichaam (goede ventilatie)
- De thermisch juiste montage, afhankelijk van het profiel, loodrecht.

Soms is het mogelijk de behuizing van de schakeling als koelplaat te gebruiken. Hierbij dient dan wel te worden gelet op de eventueel op de behuizing van de transistor aanwezige (collector) spanning. De behuizing van de schakeling zelf is meestal om veiligheidsredenen geaard. Als de behuizing van de transistor spanning draagt, zal de transistor electrisch geïsoleerd van het huis moeten worden gemonteerd. Hiervoor zijn warmtegeleidende, maar electrisch geïsoleerde mica plaatjes in de handel, of pasta's met gelijke eigenschappen. Ook moet erop worden gelet, dat de aansluitpootjes van de transistor geen contact kunnen maken met de behuizing. Natuurlijk moeten bovenstaande regels ook in acht worden genomen, als koellichamen mechanisch direct op een geaard chassis worden gemonteerd. Het gebruik van pasta is altijd aan te bevelen, om een betere aansluiting tussen transistor behuizing en koellichamen te verkrijgen.

De berekening van de warmteweerstand

Koellichamen zijn er van vele fabrikanten, in een veelheid van vormen. Er zijn koellichamen, die men op transistoren of IC's kan klemmen en koellichamen, waarop men de componenten kan vastschroeven. Meestal zijn de koellichamen mat zwart gelakt, en voor verschillende doeleinden in meerdere vormen en profielen verkrijgbaar. Het materiaal is meestal aluminium, dat zoals waarschijnlijk bekend, goed warmtegeleidings eigenschappen heeft. Welk koellichaam het best is voor een bepaald doel, wordt meestal bepaald aan de hand van tabellen, waarin de warmteweerstand is aangegeven, alsmede voor welk type behuizing het koellichaam is bedoeld. Voorbeeld: zie fig. 3/3.32-1.

3.32 Mechanische onderdelen

De warmteweerstand (R_{thK}) van een koellichaam kan als volgt worden berekend:

$$R_{thK} = \frac{\vartheta i - \vartheta o}{P_V} - (R_{thG} + R_{thM}) = \frac{\triangle\vartheta}{P_V} - R_{thGM}\ [K/W]$$

R_{thK} = Warmteweerstand van het koellichaam
$\vartheta_i(Tj)$ = Max. sperlaag temperatuur in °C, uit het datahandboek
$\vartheta_o(To)$ = Omgevingstemperatuur, °C
$\triangle\vartheta$ = Verschil tussen sperlaag- en omgevingstemperatuur
ϑG = Temperatuur van de behuizing van de halfgeleider
P_V = Max. te dissiperen vermogen van de halfgeleider
R_{th} = Warmteweerstand (algemeen)
R_{thG} = Interne warmteweerstand van de halfgeleider, zie datahandboek
R_{thM} = Warmteweerstand van het montageoppervlak, bijv. voor T03-behuizing 0,05 . . . 0,09 K/W, afhankelijk van de montage
R_{thGM} = Som van R_{thG} en R_{thM}

Voorbeeld voor een T03-vermogenstransistor.

Gegeven: P_V = 50 Watt, sperlaagtemperatuur $\vartheta_i(Tj)$ = 175°C. Warmteweerstand R_{thG} (R_{thJG}) = 0,5 K/W. Omgevingstemperatuur $\vartheta_o(T_o)$ = 25°C, R_{thM} = 0,m4 K/W

$$R_{thK} = \frac{175 - 25}{50} - (0,5 + 0,4) = \underline{\underline{2,1\ KW}}$$

3.32 Mechanische onderdelen

≧ 5 K/W	SK 09, SK 87, SK 31, SK 75, SK 76, SK 59, SK 51
4-5 K/W	SK 45, SK 77, SK 07, SK 35, SK 78, SK 36, SK 28, SK 69
3-4 K/W	SK 55, SK 21, SK 18, SK 63, SK 27, SK 05, SK 81, SK 22, SK 19, SK 25
2,5-3 K/W	SK 01, SK 48, SK 54, SK 52, SK 79, SK 03, SK 44, SK 74
2-2,5 K/W	SK 16, SK 04, SK 58, SK 72, SK 73, SK 11, SK 17, SK 08, SK 39, SK 20
1,5-2 K/W	SK 84, SK 60, SK 06, SK 46, SK 14, SK 43, SK 80
1-1,5 K/W	SK 88, SK 62, SK 89, SK 86, SK 83, SK 61, SK 57
≦ 1 K/W	SK 15, SK 24, SK 47, SK 82, SK 90

Fig. 3/3.32.1-1: De belangrijkste koellichamen met de bijbehorende warmteweerstanden (Opgave Fischer)

3.32 Mechanische onderdelen

3.3.32.1/2 Behuizingen

Een zelfbouwschakeling behoeft niet onder te doen voor gekochte apparatuur. Meestal geeft het genoegen van het zelf bouwen en het feit, dat men de schakelingen naar eigen behoefte en inzichten kan maken zoveel voldoening, dat het plezier dat men aan een gekocht apparaat beleeft erbij in het niet valt. Er is echter geen enkele reden waarvoor men aan de buitenkant zou moeten zien, dat het omzelfbouw gaat. Echter voor het zelf maken van behuizingen komt nogal wat kijken. De leveranciers van componenten en hobbyspullen hebben daarop ingespeeld. Er is dan ook een veelheid van verschillende behuizingen te koop, voor prijzen die zo laag zijn, dat het de moeite niet meer loont zelf behuizingen te maken.
Voor het zelfvervaardigen van behuizingen moet men beschikken over de volgende gereedschappen:

- Blikschaar of knipmachine
- grote bankschroef
- hoek- en ander profielijzer of allu-minium profielen
- aftekenmateriaal (stalen lineaal, kraspen, krasinkt, etc.)
- rubberhamer
- tappen M3, M4
- grove en fijne vlakvijlen
- eventueel zetbank

Wat men zelf mee moet brengen is geduld en precisie en liefst ook nog ervaring in het metaalvakwerk. Als materiaal wordt doorgaans gebruik gemaakt van 1 mm dik staalplaat of van 1,5 mm aluminiumplaat. Voor het afwerken kan het best gebruik worden gemaakt van hamerslag lak, die zowel gespoten kan worden als met de kwast opgebracht. Voor het lakken moet voor volledig vlakke en vetvrije oppervlakten worden gezorgd. Als de kast in ruwbouw in elkaar is gezet, moeten alle scherpe randen en hoeken met een fijne vijl worden bewerkt, zodat er geen bramen meer te vinden zijn. Hierna wordt het geheel met zeer fijn schuurpapier geschuurd, (eventueel eerst ontvetten), zodat het gehele oppervlak is ontdaan van corrosie. Nu moet men de kast schoonmaken met een ontvettingsmiddel (alcohol of tri, N.B. de dampen van deze laatste vloeistof zijn gevaarlijk). Nu kan men lakken. Na het lakken ca. 2 uur wachten, daarna kan men de lak inbranden in een oven op een temperatuur van 80 . . .100°C.

Kant en klare behuizingen zijn in vele maten en soorten te koop. Als materiaal wordt gebruikt: aluminium, plaatstaal of kunststof. Deze laatsten hebben 3 voordelen, ze zijn relatief licht en zijn voor honderd procent geïsoleerd en gemakkelijk te bewerken. Allemaal zaken, die voor de hobbyïst van belang kunnen zijn. Behuizingen van plaatstaal en aluminiumplaat zijn mechanisch sterker en hebben een goede afscherming voor hoogfrequent. Dit laatste kan in kunststof behuizingen ook worden bereikt, door de binnenzijde te voorzien van fijn metaalgaas of te beplakken met aluminiumfolie. Voor HF-toepassingen zijn er speciale 'HF-dichte' behuizingen te koop, die in de VHF en UHF bereiken voorkomen, dat bijvoorbeeld electro-

3.32 Mechanische onderdelen

magnetische straling van oscillatoren e.d. naar buiten of binnen doordringt. Maakt u hiervan gebruik als u hoogfrequentschakelingen bouwt, het voorkomt problemen met de buren en de PTT. Bij alle metalen behuizingen, waarin schakelingen zijn opgenomen, die uit het net gevoed worden is goede aarding van het grootste belang. Voor de veiligheid is het absoluut noodzakelijk, dat het netsnoer trek ontlast is, het netsnoer met behulp van een doorvoertule tegen beschadiging wordt beschermd en dat een aarddraad wordt aangebracht, die een goede galvanische verbinding met de behuizing heeft. Deze galvanische verbinding mag niet los kunnen gaan. Behuizingen voor schakelingen die in het lab worden gebruikt moeten goede slipvaste voetjes hebben en bij voorkeur stapelbaar zijn. Het lijkt misschien onbelangrijk, maar u zult het zien, dat u in de loop der tijd een hoeveelheid labschakelingen verzamelt, die naast elkaar op de werkbank zoveel plaats innemen, dat de enige manier om ook nog te kunnen werken stapelen is. Als u tot dergelijke torenbouw overgaat, zet dan de zware apparaten zoals voedingen onder en de lichte apparaten boven. Ik spreek hierbij uit ervaring. Een zware voeding, die op een vers gebouwde nog niet van een behuizing voorziene schakeling valt kan behoorlijk wat schade aanrichten! Onderstaand een (overigens niet 100% compleet) overzicht van in de handel verkrijgbare soorten behuizingen.

- plaatstaal en aluminium mini-behuizingen
- plaatstaal en aluminium universeel behuizingen
- profiel-montage-behuizingen
- lessenaar behuizingen
- wandmontage behuizingen
- voedings-behuizingen
- hoog-frequent behuizingen
- box types
- modulaire behuizingen
- speciale probe behuizingen
- meetbox behuizingen
- behuizingen met aangegoten netstekker
- monitor behuizingen
- toetsenbord behuizingen
- batterij behuizingen
- 19 inch behuizingen

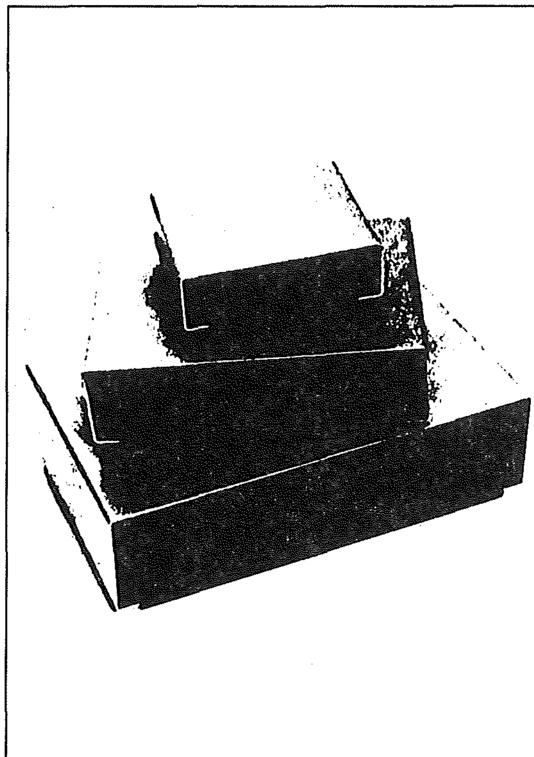
Elk type is in vele afmetingen verkrijgbaar. De beste manier is de afmeting van de print te nemen en 20 à 30% extra te rekenen. Uit de catalogus van een electronikawinkel of postorder bedrijf is dan snel een passende behuizing te vinden. Zowel voor de schakeling als voor de beurs. In bovengenoemde winkels zal men u trouwens met genoegen adviseren en helpen. De in de industrie al lang gebruikelijke methode van inschuifpinten en de daarbij behorende behuizingen komen ook in de hobbysfeer steeds meer in zwang. Deze systeembouw is uitgebreid gedocumenteerd en genormaliseerd en wordt doorgaans aangeduid met 19 inch techniek. Meestal zijn deze behuizingen samengesteld uit frames of inschuifmodules, die dan in een bijpassende kast passen. Talrijke toebehoren, zoals pootjes, handgrepen e.d. zijn ook verkrijgbaar. Systemen kunnen daardoor modulair worden opgebouwd; de modules zijn voor service makkelijk te verwijderen en schakelingen zijn eenvoudig uit te breiden. 19 inch kasten worden door verschillende leveranciers geleverd. Het grote nadeel voor de hobbyïst is

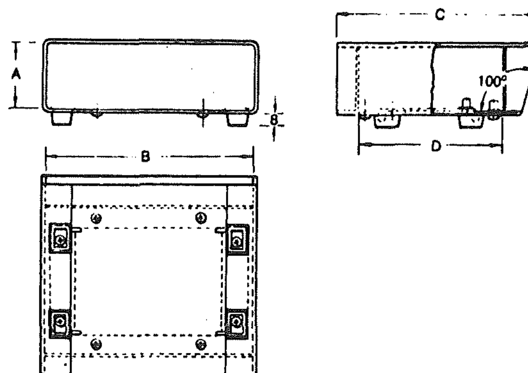
3.32 Mechanische onderdelen

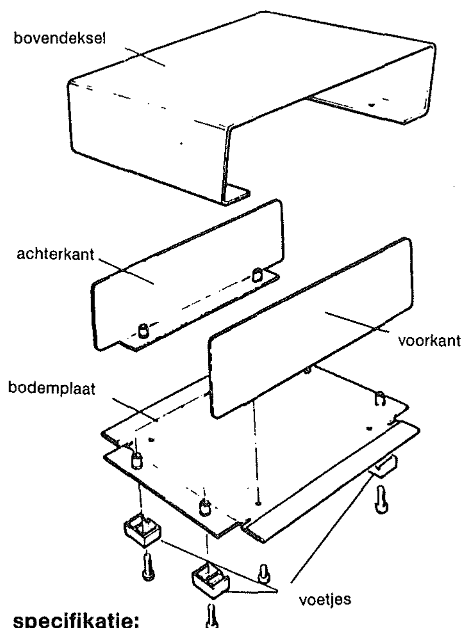
echter de prijs!
Bij 19 inch kasten aangeduid met 19", wordt de hoogte ook vaak opgegeven in (hoogte-)eenheden of units. Deze worden dan als volgt genoteerd: HE of U. dus 4U is 4 hoogte-eenheden. Een eenheid is hier 1 3/4 inch = 44.45 mm. Op de volgende pagina's vindt u twee voorbeelden van specificaties, zoals u die in de catalogi van de leveranciers kunt terugvinden.

3.32 Mechanische onderdelen

Luifelkasten voor professioneel en amateur gebruik







specifikatie:

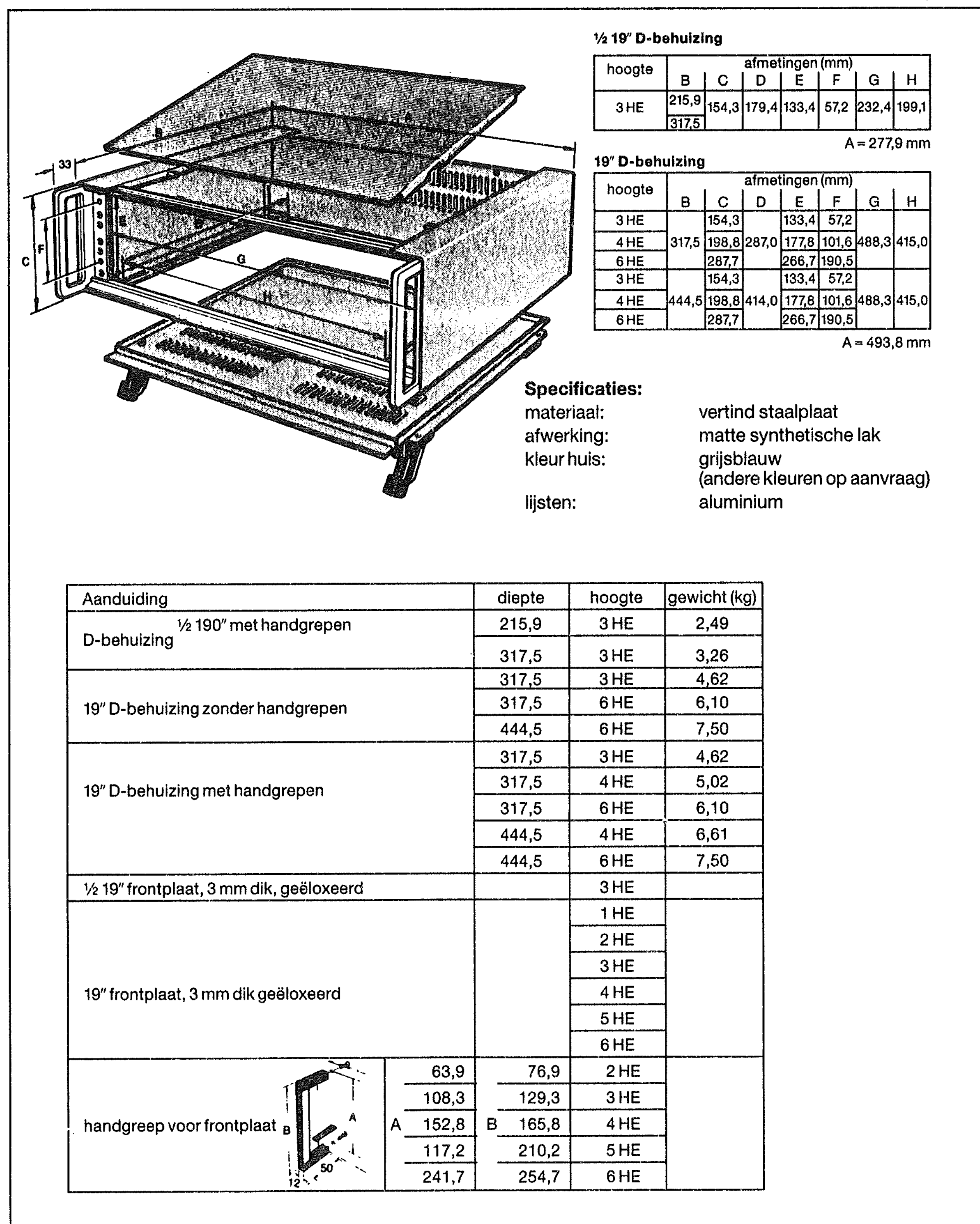
bovendeksel:	14 S.W.G. (0,9 mm) aluminium-legering
voor- en achterkant:	20 S.W.G. (0,9 mm) aluminium, voorzien van een zwarte PVC-laag
grondplaat:	20 S.W.G. (0,9 mm) electrolitisch verzinkt staalplaat
voetjes materiaal:	nylon

Geleverd met:
1 grondplaat, 1 bovendeksel, 1 voorkant, 1 achterkant, 4 voetjes en een set bevestigingsmateriaal

Aanduiding	A	B	C	D
Luifelkast	44 mm	134 mm	123 mm	90 mm
Luifelkast	64 mm	224 mm	176 mm	140 mm
Luifelkast	84 mm	304 mm	210 mm	170 mm

Figuur 1: Universele plaatstalen behuizingen voor tafelapparaten (VERO)

3.32 Mechanische onderdelen



½ 19" D-behuizing

hoogte	afmetingen (mm) B	C	D	E	F	G	H
3 HE	215,9 317,5	154,3	179,4	133,4	57,2	232,4	199,1

A = 277,9 mm

19" D-behuizing

hoogte	afmetingen (mm) B	C	D	E	F	G	H
3 HE	317,5	154,3	287,0	133,4	57,2	488,3	415,0
4 HE		198,8		177,8	101,6		
6 HE		287,7		266,7	190,5		
3 HE	444,5	154,3	414,0	133,4	57,2	488,3	415,0
4 HE		198,8		177,8	101,6		
6 HE		287,7		266,7	190,5		

A = 493,8 mm

Specificaties:

materiaal:	vertind staalplaat
afwerking:	matte synthetische lak
kleur huis:	grijsblauw (andere kleuren op aanvraag)
lijsten:	aluminium

Aanduiding		diepte	hoogte	gewicht (kg)
D-behuizing ½ 190" met handgrepen		215,9	3 HE	2,49
		317,5	3 HE	3,26
19" D-behuizing zonder handgrepen		317,5	3 HE	4,62
		317,5	6 HE	6,10
		444,5	6 HE	7,50
19" D-behuizing met handgrepen		317,5	3 HE	4,62
		317,5	4 HE	5,02
		317,5	6 HE	6,10
		444,5	4 HE	6,61
		444,5	6 HE	7,50
½ 19" frontplaat, 3 mm dik, geëloxeerd			3 HE	
19" frontplaat, 3 mm dik geëloxeerd			1 HE	
			2 HE	
			3 HE	
			4 HE	
			5 HE	
			6 HE	
handgreep voor frontplaat	A 63,9	B 76,9	2 HE	
	108,3	129,3	3 HE	
	152,8	165,8	4 HE	
	117,2	210,2	5 HE	
	241,7	254,7	6 HE	

Figuur 2: 19 inch staalplaat behuizingen (VERO)

3.32 Mechanische onderdelen

3/3.33

Ontstoorspoelen en -netwerken

Inleiding

Storingen veroorzakende apparatuur
Door het toenemende gebruik van storingsgevoelige apparatuur zoals computers is het probleem van elektrische ontstoring zeer actueel geworden. In ieder huis, in ieder bedrijf bevinden zich tegenwoordig immers vele elektrische of elektronische apparaten, die flink wat storing veroorzaken. Deze apparaten kunnen grofweg in vier groepen ingedeeld worden.

- Fase aansnij apparatuur met thyristoren en triac's, bijvoorbeeld lichtdimmers en elektronische motor- en verwarmingsregelingen.
- Gelijkrichters voor grote vermogens, waarbij de uitgangsspanning geregeld wordt met behulp van thyristoren.
- Hoogfrequent generatoren met snelle vermogenstransistoren, zoals bijvoorbeeld ultrasone generatoren in de industrie.
- Gestabiliseerde voedingen die werken volgens het principe van de geschakelde regeling.
- Schakelingen die motoren bevatten, die op willekeurige momenten worden in- en uitgeschakeld.

De vermogenselektronica die in dergelijke schakelingen en apparaten wordt gebruikt, veroorzaakt steeds stoorspanningen op het wisselspanningsnet. Deze stoorspanningen uiten zich onder de vorm van hoogfrequente signalen, die soms frequenties hebben tot rond de 20 MHz! De amplitude van deze signalen ligt soms een factor 1.000 hoger dan de officieel toegelaten waarden.
Voornamelijk het frequentiegebied tussen 150 kHz en 20 MHz is zeer kritisch. Netleidingen gedragen zich voor deze frequenties als ideale draad-antennes, die een behoorlijk groot elektromagnetisch veld met de genoemde frequenties in de ruimte uitstralen. Deze elektromagnetische stralingen kunnen door andere signaalvoerende geleiders worden opgepikt en kunnen zich optellen bij de signalen die over deze aders worden getransporteerd. Het gevolg kan een ongewenste signaalmenging zijn, waardoor som- en verschilfrequenties ontstaan die de goede werking van de apparatuur kunnen verstoren. Dit proces is te vergelijken met de werking van de locale oscillator en menger die in iedere radio- en TV-ontvanger aanwezig is voor het genereren van het middenfrequent signaal.

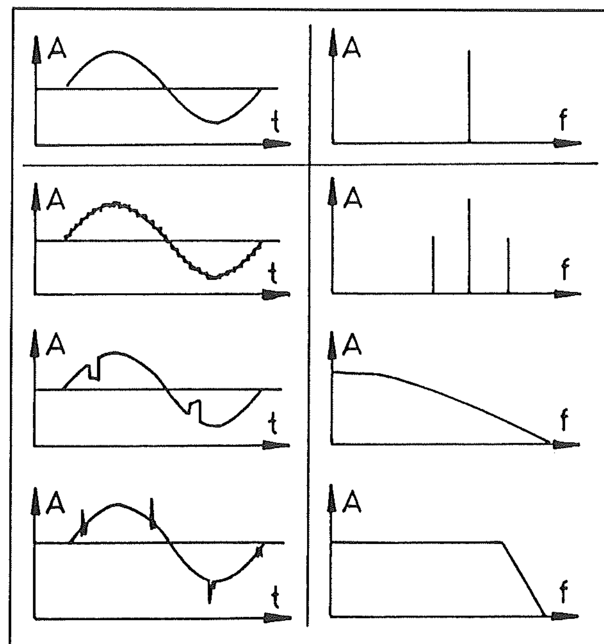
Maatregelen ter ontstoring
In principe kan men twee zeer verschillende wegen bewandelen om de invloed van de hoogfrequente stoorsignalen te elimineren.

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken

Het ligt voor de hand dat men in eerste instantie het probleem bij de bron moet aanpakken. Hetgeen er op neer komt dat men bij iedere potentiële storingsbron een ontstoornetwerk moet aanbrengen. Dit noemt men de uitgangsfilters, omdat zij verhinderen dat stoorsignalen uit apparaten komen en het net infiltreren.
Maar het is uiteraard een feit dat men niet alle stoorbronnen zélf in de hand heeft! Stoorsignalen kunnen via het elektriciteitsnet doorgekoppeld worden van het ene naar het andere huis en men heeft weinig invloed op de mate waarin buren hun apparatuur ontstoren.
De tweede weg is dus het verhinderen dat stoorsignalen doordringen tot storingsgevoelige apparatuur zoals computers. Dat kan door het aanbrengen van filters in de netaansluitingen van dergelijke apparaten. En het zal wel duidelijk zijn dat men dergelijke filters ingangsfilters noemt.

In dit hoofdstuk zullen beide soorten filters praktijkgericht behandeld worden. Maar om deze materie op deze manier te benaderen heeft men wel enige achtergrondinformatie nodig over de manier waarop stoorsignalen ontstaan.

Het ontstaan van de stoorsignalen
De hoogfrequente stoorsignalen ontstaan als gevolg van een universele fysische wet die geldt voor alle golfverschijnselen. Deze wet is onderzocht door Fourier en volledig wiskundig beschreven.
De Fourier-wet zegt dat ieder periodiek golfverschijnsel is opgebouwd uit een aantal sinusoidaal verlopende golven, waarvan de frequenties gelijk zijn aan een veelvoud en eventueel een deelvoud van de basisfrequentie van het periodiek golfverschijnsel. Deze golven worden *"de harmonischen van het basissignaal"* genoemd. De onderlinge samenhang van deze golven wordt het *"frequentiespectrum van het basissignaal"* genoemd.
De stelling van Fourier wordt toegelicht aan de hand van een aantal voorbeelden, voorgesteld in figuur 3/3.33-1.



Figuur 3/3.33-1: Enige voorbeelden van de theorie van Fourier.

De linker figuren tonen een aantal periodieke golfverschijnselen. De grafieken geven het verloop van de amplitude A in functie van de tijd t. De rechter grafieken geven het frequentiespectrum van de signalen. In dit spectrum worden de frequenties, waaruit het signaal bestaat, voorgesteld door vertikale lijnen op de horizontaal verlopende frequentie-as f. De hoogte van de lijnen geeft de amplitude A weer van de verschillende frequenties.
In de bovenste figuur is links een zuiver sinusoidaal signaal getekend.
Het frequentiespectrum bestaat uit slechts één lijn. De ligging van deze lijn op de horizontale frequentie-as komt uiter-

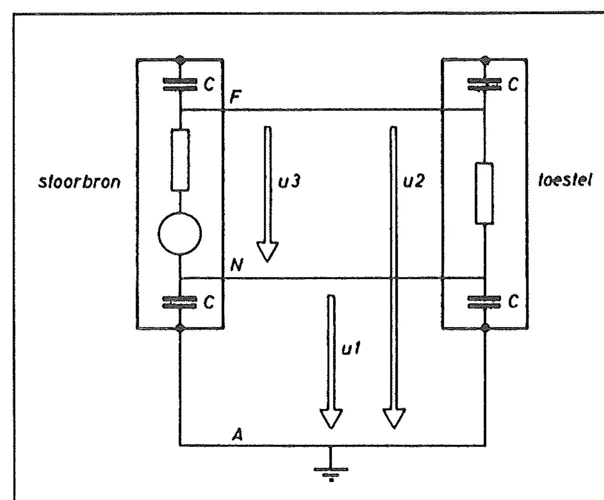
aard overeen met de frequentie van het sinusoidale signaal. In de tweede figuur is een sinusoidaal signaal getekend, dat verontreinigd is met een sinusoidaal signaaltje met een veel hogere frequentie. Dit signaal uit zich als een klein rimpeltje op het oppervlak van de sinus. Uit het frequentiespectrum blijkt dat dit signaal uit drie spectrale lijnen bestaat, waarvan twee aan weerszijden van de basislijn liggen en een vrij hoge amplitude hebben.
Het zal duidelijk zijn dat dergelijke eenvoudige storing erg gemakkelijk is weg te filteren. Men moet twee scherpe bandsperfilters ontwerpen, die zijn afgestemd op de frequenties van de twee storende harmonischen.

In de derde figuur is een sinussignaal getekend, verontreinigd met twee scherpe dip's per periode. Een dergelijke storing zou bijvoorbeeld op de netspanning kunnen ontstaan als men een zeer zware belasting in iedere halve periode inschakelt door middel van een triac. Door de grote inschakelstroom zal de netspanning even "in elkaar storten", waardoor deze typische dip's ontstaan. De Fourier-analyse, rechts getekend, vertoont nu schijnbaar geen lijnen, maar een curvevormig verloop. Dat is maar schijn! De spectrale lijnen liggen nu zo dicht bij elkaar dat zij schijnbaar een aaneengesloten gebied vormen. Het belangrijkste dat men uit de Fourier-analyse kan afleiden is dat de amplitude van de harmonischen langzaam afneemt naarmate hun frequentie stijgt. Het zal duidelijk zijn dat dergelijke complexe storingen niet zo eenvoudig uit het signaal te verwijderen zijn. De enige oplossing is het invoegen van een algemeen laagdoorlaatfilter, dat de hogere harmonischen, die het meest schadelijk zijn, zoveel mogelijk verzwakt.

In de onderste figuur is een sinus getekend, die verontreinigd is met smalle pieksignalen.
Een dergelijke storing zou bijvoorbeeld kunnen ontstaan als men een inductieve belasting, zoals een motor, periodisch in- en uitschakelt.
De grote zelfinductie van de wikkelingen van de motor wekt dan iedere keer een vrij hoge tegenspanning op, die op de netspanning terecht komt. Ook nu blijkt uit de harmonische analyse dat dit signaal heel veel harmonischen bevat, die tot ver in het MHz-gebied een grote amplitude handhaven.

Soorten stoorspanningen
Hoogfrequente stoorspanningen kunnen onder twee vormen op het wisselspanningsnet teruggevonden worden:
- symmetrische stoorspanningen;
- asymmetrische stoorspanningen.

Het verschil tussen deze twee stoorbronnen wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/3.33-2.



Figuur 3/3.33-2: Het verschil tussen symmetrische en asymmetrische stoorspanningen.

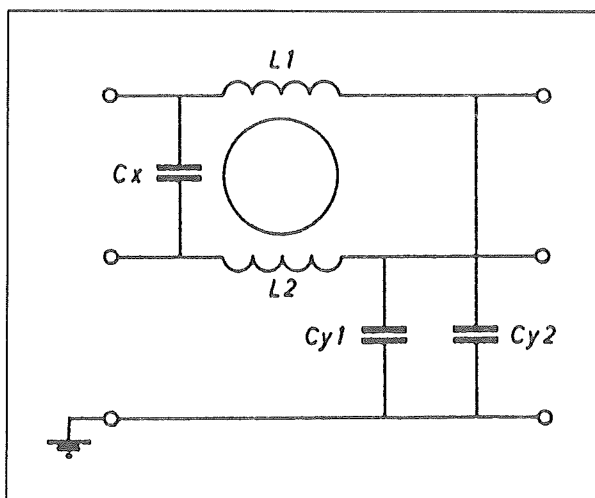
6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken

Het wisselspanningsnet kan en mag nooit los gezien worden van de aarde. Deze maakt immers bij de meeste apparatuur een belangrijk onderdeel uit van het primaire circuit. Zoals uit de tekening blijkt, is de aarde rechtstreeks verbonden met de metalen behuizing van de geaarde apparatuur. De schakeling is echter opgesloten in deze behuizing. Het gevolg hiervan is dat er tussen alle punten van de schakeling en de behuizing een bepaalde capaciteit C gemeten kan worden. Tussen iedere twee geleidende punten kan men immers per definitie een condensator vermoeden! De paracitaire condensatoren vormen belangrijke onderdelen bij het doorkoppelen van stoorsignalen van de stoorbron naar het toestel. De paracitaire condensatoren zorgen er immers voor dat er een rechtstreekse verbinding ontstaat tussen enerzijds de stoorbron en anderzijds het storingsgevoelige toestel. Dat die rechtstreekse verbinding twee seriecondensatoren bevat maakt voor de hoogfrequente stoorsignalen niet erg veel uit. Voor deze hoge frequenties hebben deze condensatoren immers een vrij lage impedantie!

Symmetrische stoorsignalen zijn aanwezig tussen de fase en de nul van het wisselspanningsnet.
Asymmetrische stoorsignalen zijn aanwezig tussen de fase en de aarde en tussen de nul en de aarde.
In de Engelstalige vakliteratuur noemt men de symmetrische storingen de "differential mode" en de asymmetrische storingen de "common mode".

Een tweede belangrijke factor is dat een lange aardgeleider, die aan één kant met de aarde is verbonden, als een ideale antenne kan fungeren voor er doorheen vloeiende hoogfrequente stoorstromen! Bij het ontstoren van apparatuur zal men dus niet alleen de symmetrische stoorspanningen tussen fase en nul moeten dempen, maar ook de nodige aandacht moeten besteden aan het verkleinen van de asymmetrische signalen.

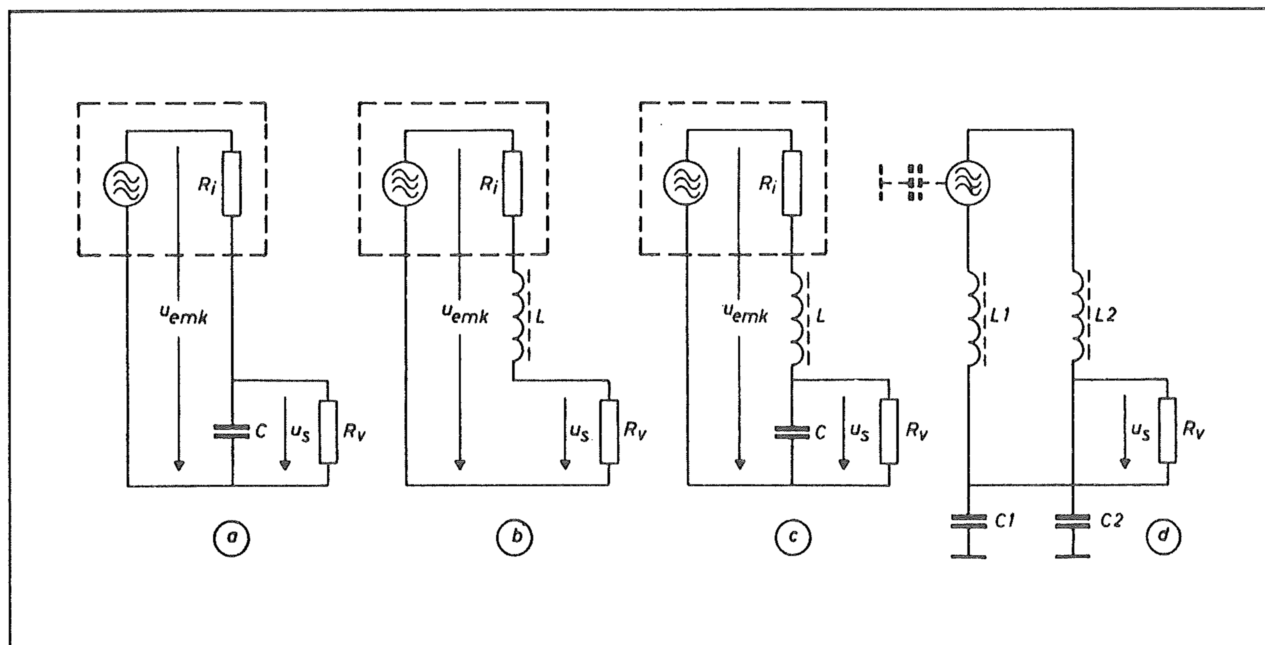
Basisschakeling van een ontstoorfilter
Aan de hand van de tot nu toe bekende algemene gegevens kan gemakkelijk het algemene schema van een universeel ontstoorfilter opgesteld worden. Dit algemene, ideale schema is getekend in figuur 3/3.33-3.



Figuur 3/3.33-3: Het algemene en ideale schema van een ontstoorfilter.

De linker kant van het filter gaat naar de stoorbron, de rechter wordt aangesloten op het wisselspanningsnet en gaat dus via dat net naar het storingsgevoelige apparaat.
De tussen de fase en de nul aangesloten condensator C_x dempt symmetrische stoorsignalen. Tussen de fase en de aarde staat een LC-filter L_1/C_{y1} dat geschakeld is als laagdoorlaatfilter.

3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken



Figuur 3/3.33-4: De verklaring van de werking van het ideale filter.

Tussen de nul en de aarde staat een identiek filter. Beide filters dempen de asymmetrische stoorsignalen.

Verklaring van de werking

De werking van het ideale filter wordt stap voor stap toegelicht aan de hand van de deelschema's in figuur 3/3.33-4.

De stoorbron is samengesteld uit een spanningsgenerator en een inwendige weerstand R_i. Het wisselspanningsnet wordt voorgesteld door de weerstand R_v en de spanning U_s, de stoorspanning door U_{emk}.

In figuur a wordt alleen een condensator over het net geschakeld. Deze condensator zal, samen met de inwendige weerstand R_i van de stoorbron, een laagdoorlaatfilter van de eerste orde vormen. De verzwakking van dit filter is afhankelijk van de impedantie-verhouding tussen de weerstand en de condensator. Nu is de impedantie van de condensator uiteraard afhankelijk van de frequentie. Om een voorbeeld te geven: als men voor de condensator een type van 100 nF kiest, dan heeft deze bij een frequentie van 10 kHz een impedantie van 159 Ω en bij 1 MHz slechts 1,6 Ω.

Uit deze waarden blijkt duidelijk dat de schakeling werkt als laagdoorlaatfilter. De hogere harmonischen worden zo goed als volledig kortgesloten door de condensator.

Hoe goed dat gebeurt is echter afhankelijk van de waarde van de weerstand R_i. Helaas zal de inwendige weerstand van de stoorbron in de meeste gevallen zeer laag zijn. Het schema van de linker figuur voldoet dan niet meer.

In figuur b is een tweede oplossing voorgesteld. Nu wordt geen condensator parallel over het net gezet, maar een spoel in serie opgenomen tussen het net en de wisselspanningsingang van de stoorbron. Ook nu wordt een laagdoorlaatfiltertje gevormd, waarvan de verzwakking wordt bepaald door de verhouding van de impe-

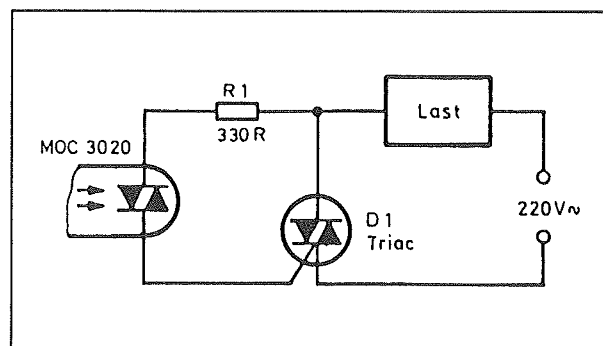
danties (R_i + Z_L) enerzijds en R_v anderzijds.
De impedantie van een spoel neemt toe als de signaalfrequentie stijgt. Ook nu weer een praktisch voorbeeld: een spoel van 22,5 mH heeft bij 10 kHz een impedantie van 1,4 Ω en bij 10 MHz een impedantie van 1,41 kΩ.
Het zal duidelijk zijn dat de werking van dit filter beter wordt naarmate men de waarde van de spoel vergroot. Een spoel met een hoge zelfinductie heeft echter ook een tamelijk hoge inwendige weerstand.
Over deze weerstand ontstaat een spanningsval als gevolg van het lopen van de stroom die door de belasting (de stoorbron) wordt opgenomen. Men zal dus in de praktijk tamelijk kleine spoelen moeten gebruiken, waardoor de effectiviteit van dit filter verloren gaat.

In figuur c wordt de beste schakeling getekend, die ook terug te vinden is in het schema van figuur 3/3.33-3.
Door de beide schema's van de figuren a en b te combineren ontstaat een laagdoorlaatfilter met optimale eigenschappen. Als de signaalfrequentie stijgt zal immers de impedantie van de spoel toenemen en deze van de condensator dalen. Het gevolg is dat hoogfrequente signalen maximaal onderdrukt worden, ook bij kleine waarden voor spoel en condensator.

Uiteraard kan men de onderdrukking van de stoorsignalen nog verbeteren en bovendien de kring symmetrische eigenschappen geven, door twee identieke netwerken op te nemen tussen beide voedingsaansluitingen van de stoorbron en beide aansluitingen van het net. Dit is getekend in figuur d.

Storingen door triac's en thyristoren

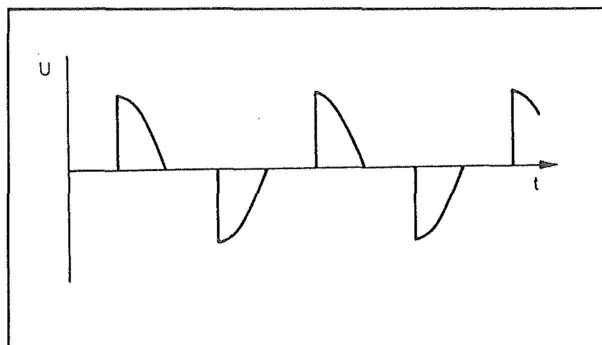
Inleiding
De meeste storingen in de doe het zelf sfeer ontstaan door apparatuur, waarbij tussen de netspanning en de belasting een thyristor of een triac is opgenomen. Te denken valt aan lichtdimmers en ventilatormotoren die elektronisch geregeld worden. Het stoorspectrum heeft bij dergelijke schakelingen een typisch verloop, veroorzaakt door het principe van de fase aansnij sturing waarmee deze apparatuur werkt.



Figuur 3/3.33-5: Het principe van de fase aansnij sturing met een triac.

Het principe van fase aansnij sturing is getekend in figuur 3/3.33-5. De fundamentele eigenschap van een dergelijke schakeling is dat de belasting en de triac (of thyristor) in serie zijn geschakeld tussen de twee aansluitingen van het wisselspanningsnet. De thyristor of triac wordt ontstoken door een kleine stroom uit het net, via de belasting en het besturingselement, in de gate van het onderdeel te sturen. Op dat moment gaat de thyristor of de triac geleiden en valt de spanning over het onderdeel terug naar ongeveer

0,7 V. Het moment waarop de elektronische schakelaar in geleiding wordt gestuurd, bepaalt het vermogen dat in de belasting verbruikt wordt. Als de triac of thyristor niet geleidt, staat er geen spanning over de belasting. Als de elektronische schakelaar wél gaat geleiden, staat de volledige netspanning over de belasting. In dat laatste geval zal de belasting uiteraard stroom trekken uit het net. Deze niet-sinusoidale stroom die door de triac, de belasting en het wisselspanningsnet vloeit, is de oorzaak van het ontstaan van de stoorsignalen. Het verloop van deze stroom is getekend in figuur 3/3.33-6.

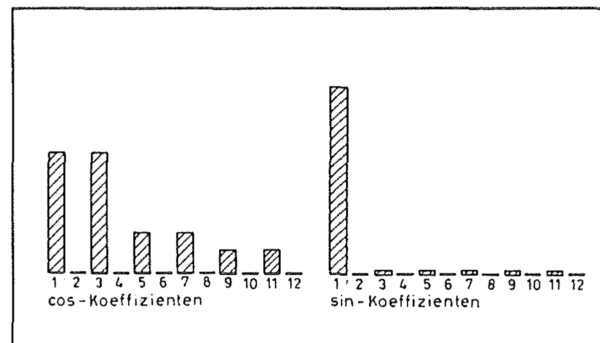


Figuur 3/3.33-6: De vorm van de stroom die door een fase aansnij schakeling vloeit.

In het getekende voorbeeld geleidt de triac gedurende precies de helft van een volledige halve periode. Men zegt dat de geleidingshoek gelijk is aan 90°. Uiteraard kan deze zogenoemde "geleidingshoek" gevarieerd worden tussen 0° en 180°. Door deze variatie kan men het in de verbruiker opgewekte vermogen variëren tussen nul en de maximale waarde.

Het frequentiespectrum

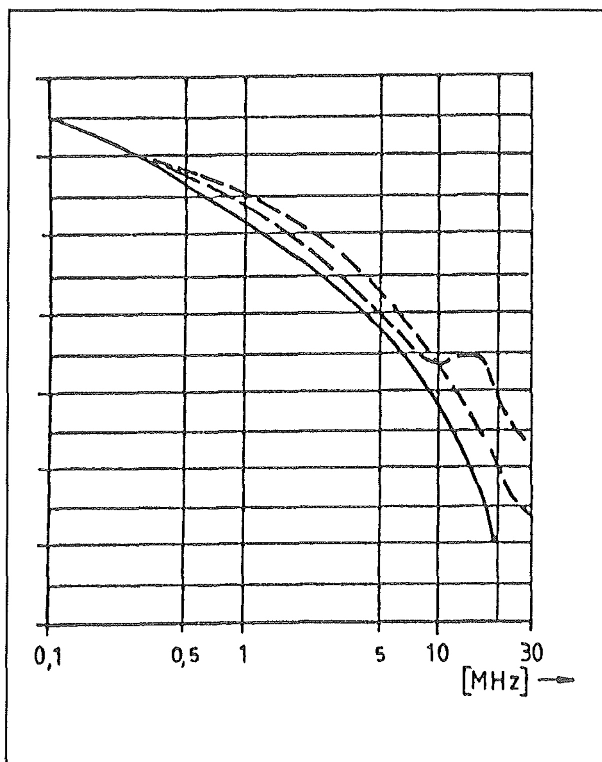
Het getekende verloop van de stroom door de belasting kan, alweer met behulp van de formules van Fourier, ontleed worden in haar samenstellende componenten. Dan ontstaat het plaatje van figuur 3/3.33-7.



Figuur 3/3.33-7: De Fourier-analyse van de stroom door de belasting.

De stroom bestaat in eerste instantie uit twee componenten, in de grafieken voorgesteld met 1. Deze twee componenten hebben dezelfde frequentie als de netspanning, dus 50 Hz, maar zijn ten opzichte van elkaar 90° in fase verschoven! Vandaar dat men de ene component de sinuscomponent (in fase met de netspanning) en de andere de cosinus-component (90° in fase verschoven ten opzichte van de netspanning) noemt. Wie zich nog iets kan herinneren van de wiskundelessen zal onmiddellijk begrijpen, waarom deze componenten "sinus" en "cosinus" worden genoemd!
Daarnaast is de stroom samengesteld uit een aantal componenten met veelvouden van de netfrequentie, die in de grafieken respectievelijk 3, 5, 7, etc. worden genoemd. Het zal duidelijk zijn dat de 3-componenten een frequentie hebben die gelijk is aan drie maal deze van de netspanning, dus 150 Hz.
De sinus-componenten van deze hogere harmonischen zijn vrij zwak, maar de amplitude van de cosinus-stromen is vrij groot.

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken



Figuur 3/3.33-8: De frequentie-amplitude karakteristiek van de stromen die door een fase aansnij schakeling vloeien.

In figuur 3/3.33-7 zijn alleen de amplitudes van de stromen tot en met de elfde harmonische getekend. Dat wil niet zeggen dat de stroom geen hogere harmonischen bevat! Men kan berekenen (en trouwens ook meten) dat er stromen met frequenties tot ver in het MHz-bereik door iedere fase aansnij schakeling vloeien! Een volledig overzicht van de amplitudeverdeling van de harmonische stromen is getekend in figuur 3/3.33-8. De amplitude-as is niet voorzien van een schaal, omdat deze grafiek alleen de onderlinge verhouding van de amplitudes wil aantonen. In ieder geval blijkt uit deze figuur heel duidelijk dat men rekening moet houden met stromen (en dus met stoorspanningen) tot meer dan 20 MHz!

De invloed van de openingshoek

Het zal wel duidelijk zijn dat de openingshoek van de fase aansnij besturing mede bepalend is voor de grootte van de harmonische stoorsignalen. Bij openingshoeken van 0° en 180° (volledige sperring en volledige geleiding van de triac) zal er uiteraard geen sprake zijn van harmonische stromen.
In het eerste geval vloeit er helemaal geen stroom, in het tweede geval verloopt de stroom zuiver sinusvormig.
De vraag die beantwoord moet worden is hoe de amplitudes van de harmonischen beïnvloed worden door de openingshoek van de schakeling. Dit is getekend in de grafieken van figuur 3/3.33-9 voor de amplitudes van de eerste tot en met de dertiende harmonische. Let op de verschillende schaalindelingen van beide grafieken, waardoor men de amplitudes in beide grafieken niet zonder meer met elkaar mag vergelijken.

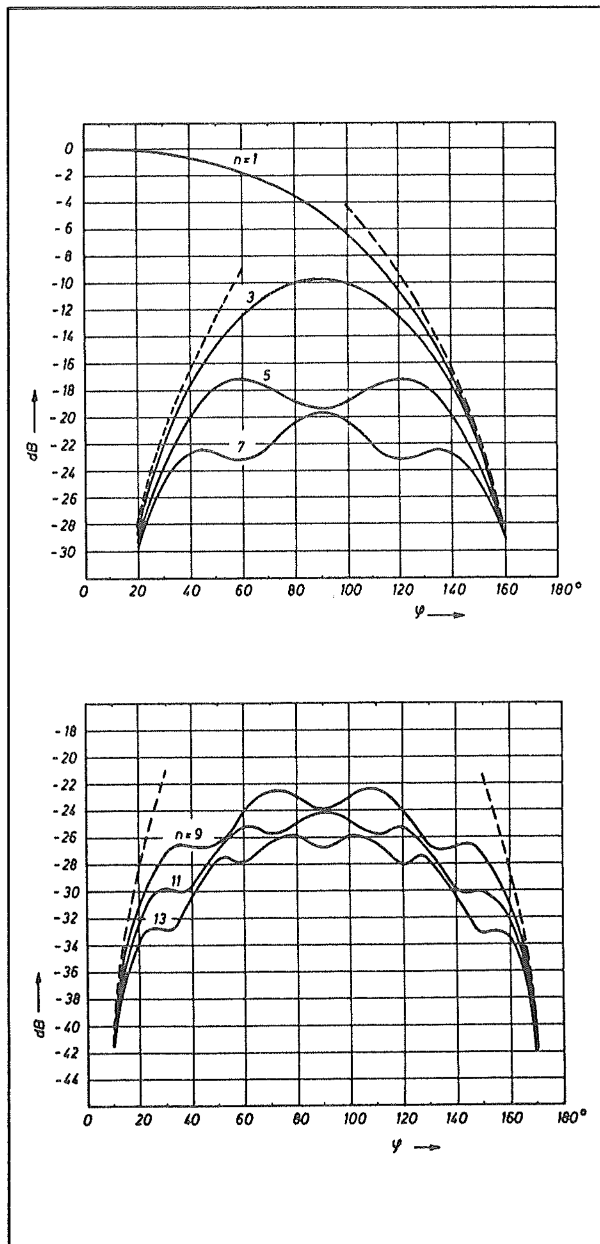
Uit deze grafieken kan een aantal verschijnselen afgeleid worden:
- de harmonischen zijn het sterkst voor openingshoeken tussen 40° en 140°;
- het amplitudeverloop is symmetrisch ten opzichte van een openingshoek van 90°;
- voor kleine en grote openingshoeken hebben alle harmonischen ongeveer dezelfde waarde;
- naarmate het harmonische getal stijgt wordt de amplitude van de harmonischen minder afhankelijk van de openingshoek.

Besluit

Uit deze gegevens blijkt heel duidelijk dat voornamelijk de hogere harmonischen, die het meeste storing veroorzaken, heel goed weggefilterd kunnen worden met

3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken

een passief laagdoorlaatfilter. De grootte van deze harmonischen is immers vrij constant voor een breed gebied van de openingshoek, zodat het vrij gemakkelijk is te berekenen in hoeverre een bepaald filter deze harmonischen onderdrukt.



Figuur 3/3.33-9: De variatie van de amplitudes van de harmonischen in functie van de openingshoek van de schakeling.

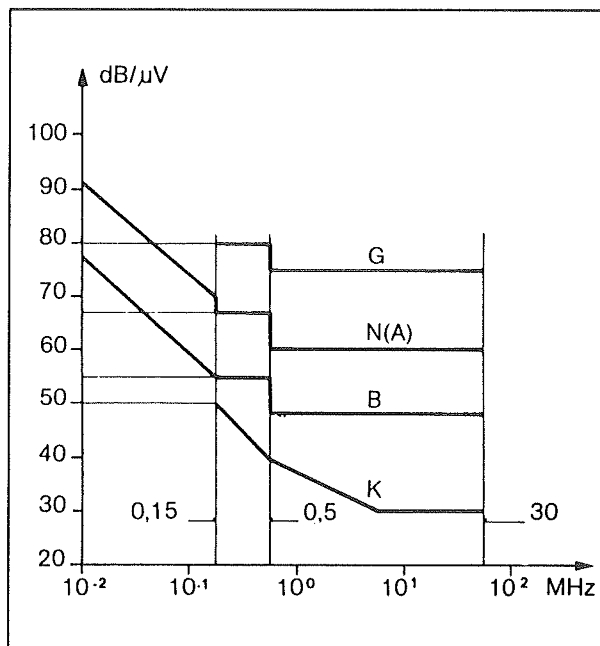
Ontstoorfilters aan de uitgang

Inleiding

De samenstelling van een ontstoorfilter dat als uitgangsfilter wordt toegepast is van een aantal zaken afhankelijk:
- op de eerste plaats uiteraard van de verwachte (en eventueel te berekenen) amplitude van de stoorsignalen;
- op de tweede plaats van de mate waarin men de stoorsignalen wil onderdrukken;
- op de derde plaats van het soort belasting, zuiver resistieve belastingen zoals gloeilampen vereisen andere filters dan zeer inductieve belastingen zoals motoren.

De amplitude van de stoorsignalen is in grote mate afhankelijk van het vermogen dat door de fase aansnij besturing wordt geschakeld. Een lichtdimmertje dat een gloeilamp van 100 W regelt zal minder stoorsignalen genereren dan een lichtregeltafel, waarmee men 2.000 W spot's in een disco of theater aanstuurt.
De mate waarin men de stoorsignalen wil onderdrukken is afhankelijk van het feit of men zich aan de internationale voorschriften wil houden. Alle landen hebben namelijk bepaalde voorschriften opgesteld, die bepalen hoeveel hoogfrequente storing een apparaat mag genereren. Deze richtlijnen zijn helaas niet gestandaardiseerd. Iedere norm beschrijft een bepaalde amplitude-frequentie karakteristiek, waarin duidelijk is vastgelegd hoeveel hoogfrequente spanning een netgevoed apparaat via het netsnoer mag uitstralen. Deze karakteristieken zijn, zoals reeds gezegd, frequentie-afhankelijk.

Sommige normen schrijven een vrijwel constante maximale amplitude voor over het volledige frequentiespectrum tussen 150 kHz en 30 MHz. Andere normen zijn veel strenger en bepalen dat, naarmate de frequentie van de stoorspanningen stijgt, de maximale amplitude moet afnemen. In de grafiek van figuur 3/3.33-10 zijn enige bekende internationale normen ter vergelijking in één grafiek gebundeld.

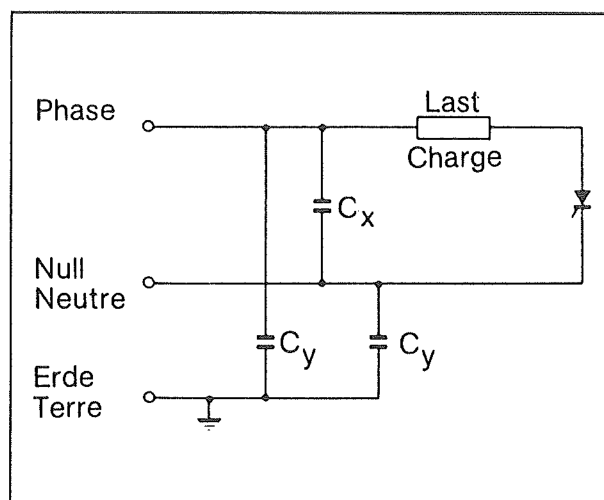


Figuur 3/3.33-10: De maximale hoeveelheid HF-storing die apparatuur volgens verschillende normen via het net mag uitstralen.

De aard van de belasting speelt een belangrijke rol bij de samenstelling van het filter. Motoren hebben spoelen en deze spoelen kunnen in sommige gevallen worden ingeschakeld als deel van het ontstoorfilter. Zeker als men te maken heeft met grote vermogens kan deze constructie een of zelfs twee zeer dure en grote ontstoorspoelen uitsparen.

Het zuiver capacitieve ontstoorfilter

Heeft men te maken met kleine, zuiver resistieve belastingen, dan kan het ontstoorfilter volgens figuur 3/3.33-11 worden samengesteld met drie condensatoren.



Figuur 3/3.33-11: Een zuiver capacitief ontstoorfilter kan gebruikt worden bij kleine, zuiver resistieve belastingen.

De condensator C_x dempt de symmetrische stoorsignalen, de twee condensatoren C_y zorgen voor de reductie van de asymmetrische storingen.
De waarde van de condensatoren C_y kan niet tot in het oneindige opgevoerd worden. Deze onderdelen zijn geschakeld tussen de fase en de aarde en tussen de nul en de aarde. Tussen de fase en de aarde staat de volledige netspanning. Door de condensator gaat dus een bepaalde stroom vloeien en als deze stroom te groot wordt zal de aardlekschakelaar uitschakelen. In de praktijk kan men niet hoger gaan dan 2,2 nF. Uit overwegingen van symmetrie moet men ook de tweede C_y dezelfde waarde geven.

Ook de waarde van C_x is aan een bepaald maximum gebonden. Zou men deze condensator te groot maken, dan zal er bij het inschakelen van de netspanning een zeer grote piekstroom door dit onderdeel gaan vloeien. Het gevolg kan zijn dat gevoelige automatische zekeringen afslaan. Maar er is nog een tweede gevaar! De condensator is ingebouwd in het te ontstoren apparaat. Dit apparaat zal in de meeste gevallen met een netsnoer en een netsteker naar een wandcontactdoos gaan. Trekt men de steker uit de doos, dan staat de geladen condensator C_x tussen de twee pennen van de netsteker. Het per ongeluk aanraken van deze pennen kan dan een behoorlijk grote schok tot gevolg hebben! Vandaar dat men in de praktijk de waarde van de condensator C_x begrenst op 220 nF.

Spoelen noodzakelijk!

Voor het ontstoren van grote resistieve belastingen en inductieve belastingen kan men niet meer gebruik maken van het zuiver capacitieve filter. Men moet dan in ieder geval ontstoorspoelen gaan gebruiken.

Er bestaan verschillende soorten ontstoorspoelen, die ieder een specifiek toepassingsterrein hebben:

- verzadigde ontstoorspoelen;
- stroomgecompenseerde ontstoorspoelen;
- staafkernspoelen;
- aardingsspoelen.

In de volgende subhoofdstukken zal het toepassingsgebied van deze spoelen worden toegelicht en zullen praktische ontstoorschakelingen worden gepresenteerd. De praktische schakelingen zijn voorzien van ontstoorspoelen van het fabrikaat Schaffner. Dit is een van de grootste en bekendste fabrikanten van ontstoornetwerken en de spoelen van Schaffner zijn goed verkrijgbaar in gespecialiseerde verzendhuizen.

Verzadigde ontstoorspoelen

Eigenschappen

Verzadigde ontstoorspoelen zijn gewikkeld op een ijzeren kern. Deze onderdelen hebben bij het inschakelen (stroom gelijk aan nul) een grote inductiviteit. Als echter de stroom gestegen is tot de normale waarde worden de kernen van de spoelen in verzadiging gestuurd, waardoor de inductiviteit klein wordt.

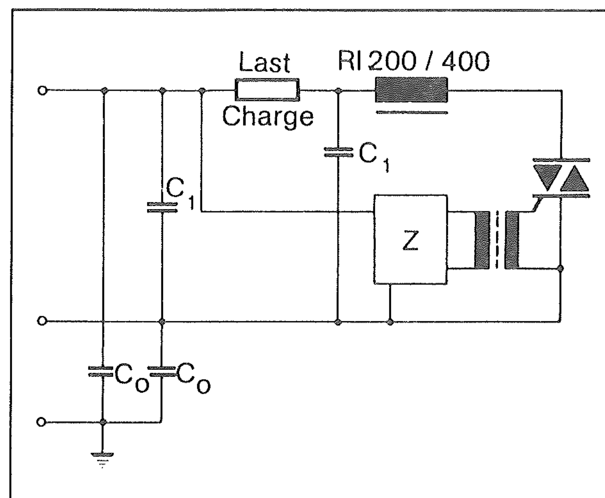
Dit soort spoelen wordt steeds in serie opgenomen met de thyristor of de triac. Het gevolg is dat de hoge aanvangsinductiviteit zich verzet tegen het plotseling opkomen van de stroom. De stroom zal er dus iets langer over doen om van nul te stijgen tot de maximale waarde, waardoor het aandeel van de zeer hoge harmonische componenten sterk gereduceerd wordt. Het zal duidelijk zijn dat dit feit alleen al een sterke reductie van de stoorsignalen tot gevolg heeft. Maar uiteraard gebruikt men deze spoelen niet alleen, maar in combinatie met condensatoren. Het daardoor gevormde LC-netwerk werkt als laagdoorlaatfilter, waardoor de restanten van de HF-componenten nog meer verzwakt worden.

Praktische schakelingen

In figuur 3/3.33-12 is een voorbeeld getekend van een ontstoorschakeling met een verzadigde ontstoorspoel en de bijbehorende condensatoren. Deze schakeling is

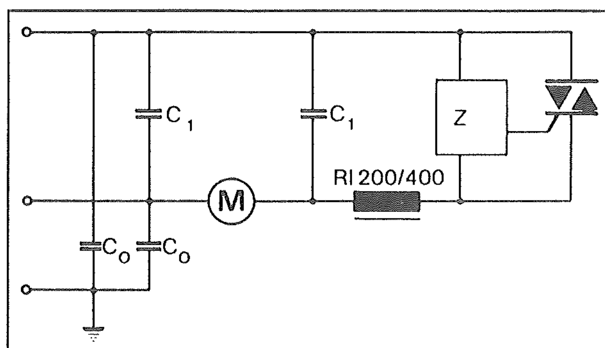
6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken

geschikt voor het ontstoren van resistieve belastingen, zoals theaterspot's of verwarmingselementen. Het blokje "Z" stelt het ontsteekcircuit van de triac voor.



Figuur 3/3.33-12: Een verzadigde ontstoorspoel vormt, samen met vier condensatoren, een goed onstoornetwerk voor resistieve belastingen.

De waarde van de condensatoren C_0 bedraagt 2,2 nF. Dit geldt overigens voor alle verdere praktische schema's.
De waarde van de condensatoren C_1 is afhankelijk van het soort spoel dat gebruikt wordt.



Figuur 3/3.33-13: Bij inductieve belastingen kan de spoel van de belasting als tweede ontstoorspoel gebruikt worden.

In figuur 3/3.33-13 is een schema getekend, dat gebruikt kan worden bij het ontstoren van inductieve belastingen zoals motoren. De inductantie van de motorspoel wordt nu gebruikt als tweede ontstoorspoel, waardoor twee LC-netwerken opgebouwd worden.

Leverbare typen
In de tabel van figuur 3/3.33-14 zijn in totaal 22 ontstoorspoelen van Schaffner opgesomd, met hun maximale stroom, hun inwendige weerstand, de waarde van C_1 en de maximale spanningsval over de spoelen. De typen met een achtervoegsel PC zijn printuitvoeringen, die rechtstreeks in een gedrukte bedrading aangebracht kunnen worden.

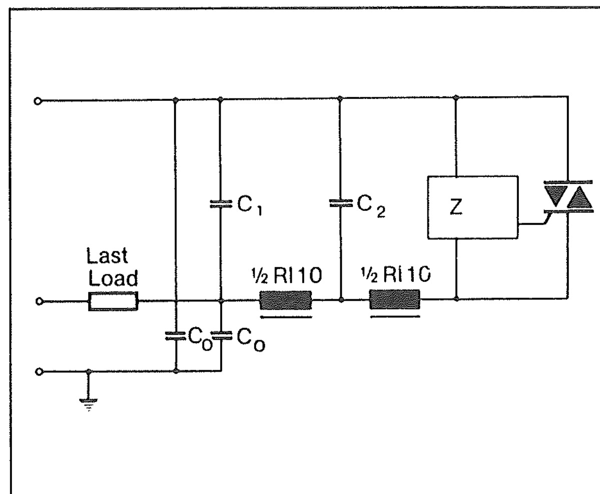
Dubbele verzadigde ontstoorspoelen
Naast de enkelvoudige verzadigde ontstoorspoelen levert Schaffner ook een reeks dubbele spoelen met identieke karakteristieken. Deze kunnen gebruikt worden in omgevingen, waar zeer hoge eisen worden gesteld aan de ontstoring van schakelingen. Met deze twee spoelen en vier condensatoren kunnen, volgens het schema van figuur 3/3.33-15, ontstoorfilters worden samengesteld die meer dan 70 dB verzwakken bij 150 kHz.

In figuur 3/3.33-16 wordt een alternatieve schakeling getekend, waarbij de belasting tussen beide ontstoornetwerken is opgenomen. Welke van beide schakelingen in de praktijk wordt toegepast maakt niet zo erg veel uit. De schakeling van figuur 3/3.33-15 is vooral geschikt als de belasting ver verwijderd is van de elektronische ontsteekschakeling. De schakeling van figuur 3/3.33-16 kan het best worden toegepast als belasting en ontsteekschakeling in èèn behuizing zijn ondergebracht.

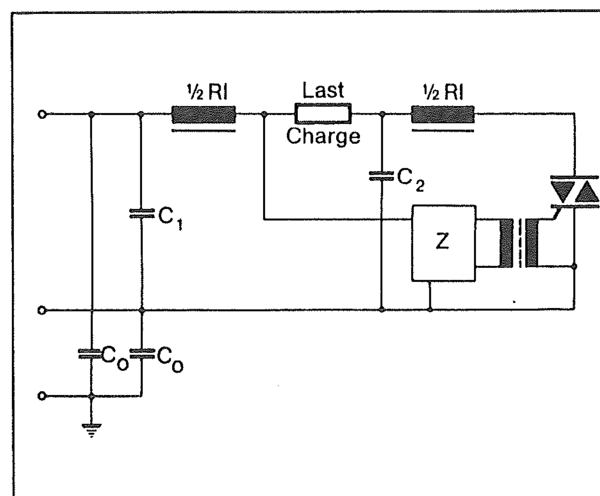
3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken

Type	$I_{nom.}$ A	R mΩ	C_1 µF	ΔU V
RI 207 PC	0,8	1400	0,22	2,0
* RI 229 PC	2	260	0,22	1,5
* RI 230 PC	3	170	0,22	1,8
* RI 231 PC	5	70	0,47	1,5
* RI 211 PC	6	45	0,47	1,8
* RI 221 PC	8	35	1,0	2,3
* RI 212	12	22	1,0	2,5
* RI 222	15	20	1,0	2,5
* RI 213	25	7,5	1,2	3
* RI 214	32	5	1,8	4,5
RI 215	40	3	1,8	5
RI 216	60	2	1,8	4,5
RI 217	100	1,5	1,8	5,5
RI 401 PC	1,5	470	0,15	1,2
RI 403 PC	3	105	0,22	0,9
RI 406 PC	6	60	0,47	1,2
RI 410 PC	10	30	1	1,3
RI 415	15	8	1,2	1
RI 425	25	3,5	1,8	1,2
RI 435	35	4	1,2	2,8

Figuur 3/3.33-14: Een overzicht van de eigenschappen van verzadigde ontstoorspoelen van Schaffner.



Figuur 3/3.33-15: Twee in serie geschakelde verzadigde ontstoorspoelen worden gebruikt in omgevingen, waar hoge eisen worden gesteld aan ontstoring van apparatuur.



Figuur 3/3.33-16: Een alternatieve schakeling, waarbij gebruik wordt gemaakt van twee spoelen.

Praktische uitvoering van dubbele spoelen

In de tabel van figuur 3/3.33-17 zijn de specificaties van twee series dubbele ontstoorspoelen van Schaffner opgenomen. De serie RI10 heeft twee in parallel geschakelde wikkelingen en kan bijgevolg gebruikt worden in het schema van figuur 3/3.33-15. De serie RI100 heeft twee volledig gescheiden wikkelingen in één behuizing en komt dus in aanmerking voor toepassing in de schakeling van figuur 3/3.33-16.

In figuur 3/3.33-18 zijn de aansluitgegevens van de twee soorten dubbele smoorspoelen van Schaffner tot en met stromen van 32 A getekend. De bovenste figuur geeft de aansluitingen van de RI10-typen, de onderste deze van de RI100-typen.

Praktisch schema

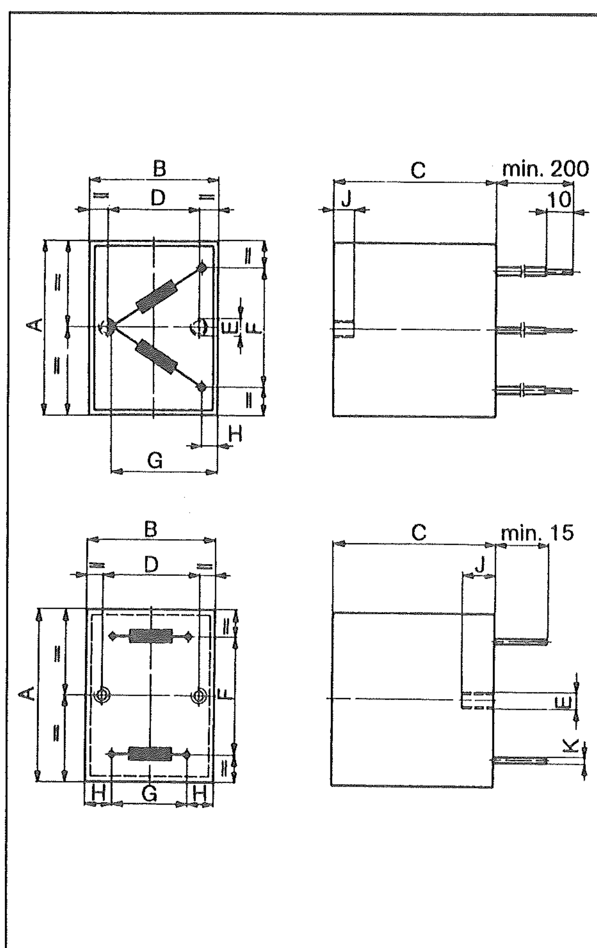
Tot slot van deze paragraaf over de verzadigde ontstoorspoelen geeft figuur 3/3.33-19 een voorbeeld van een praktische schakeling. Deze schakeling werd ontworpen voor het aansturen van 500 W theaterspot's. Interessant aan dit schema is de manier waarop de gate van de triac wordt aangestuurd. Deze krijgt zijn gatestroom via een emittervolger T_C uit de fotogevoelige transistor in een optische koppelaar IC_B.

De +15 V, waarmee deze ontsteekschakeling gevoed wordt, moet volledig gescheiden zijn van de voedingsspanningen van het primaire circuit!

Met primaire circuit wordt hier de LED uit de optische koppelaar bedoeld en uiteraard alle schakelingen die de stuurpulsen voor deze LED genereren. Deze +15 V moet dus opgewekt worden uit een kleine, afzonderlijke voedingstrafo, die alleen gebruikt wordt voor het voeden van de fototransistor en de emittervolger van deze ene trap of, in samengestelde systemen, van alle trappen.

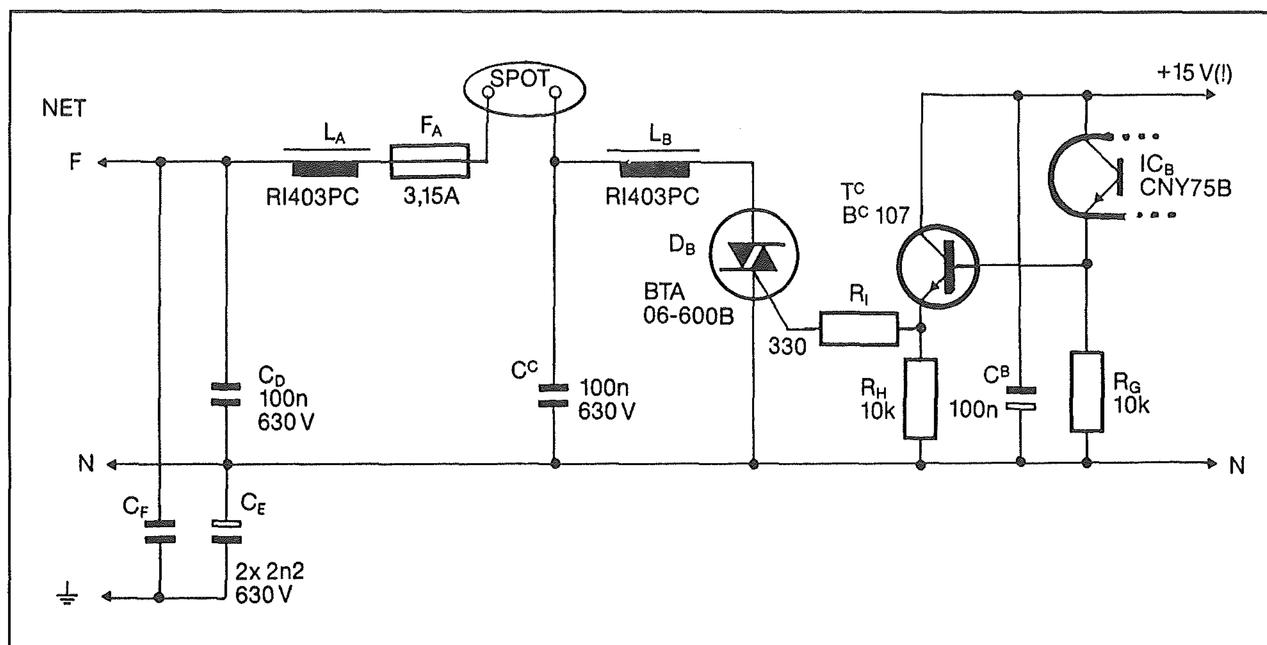
Type	$I_{nom.}$ A	R mΩ	C_1 µF	C_2 µF	ΔU V
RI 9	2	600	0,15	0,047	3,1
RI 10	3	250	0,15	0,1	3
RI 11	6	90	0,22	0,22	3
RI 21	8	70	0,15	0,22	4,5
RI 12	12	44	0,22	0,22	5
RI 22	15	40	0,22	0,47	5,2
RI 13	25	15	0,22	0,47	6
RI 23	32	10	0,22	0,47	9
RI 15	40	6	0,22	0,47	9,5
RI 16	60	4	0,22	1,0	9
*RI 109	2	300	0,15	0,047	1,6
RI 109 PC	2	300	0,15	0,047	1,6
*RI 110	3	125	0,15	0,1	1,5
RI 110 PC	3	125	0,15	0,1	1,5
*RI 111	6	45	0,22	0,22	1,5
RI 111 PC	6	45	0,22	0,22	1,5
RI 121	8	35	0,15	0,22	2,3
RI 112	12	22	0,22	0,22	2,5
RI 122	15	20	0,22	0,47	2,6
RI 113	25	7,5	0,22	0,47	3
RI 123	32	5	0,22	0,47	4,5
RI 115	40	3	0,22	0,47	5
RI 116	60	2	0,22	1,0	4,5
RI 117	100	1,5	0,22	1,6	5,5

Figuur 3/3.33-17: Specificaties van twee series dubbele verzadigde smoorspoelen van Schaffner.



Figuur 3/3.33-18: De aansluitgegevens van de twee soorten dubbele smoorspoelen van Schaffner.

3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken



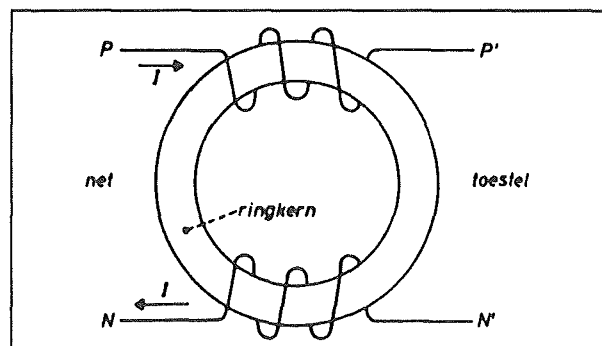
Figuur 3/3.33-19: Een praktische toepassing van dubbele verzadigde ontstoorspoelen.

Stroomgecompenseerde ontstoorspoelen

Werking

Stroomgecompenseerde ontstoorspoelen bestaan uit een ringkern, waarop twee of meerdere identieke wikkelingen zijn aangebracht. Zij worden gebruikt voor het onderdrukken van de asymmetrische stoorsignalen die tussen de fase en de aarde en tussen de nul en de aarde ontstaan. Deze spoelen worden steeds opgenomen tussen de fase en de nul van het voedingsnet en afgesloten met twee kleine condensatoren naar de massa. De twee spoelen zijn zo op de ringkern gewikkeld, dat de magnetische velden die worden opgewekt door de 50 Hz netspanning elkaar compenseren (figuur 3/3.33-20).

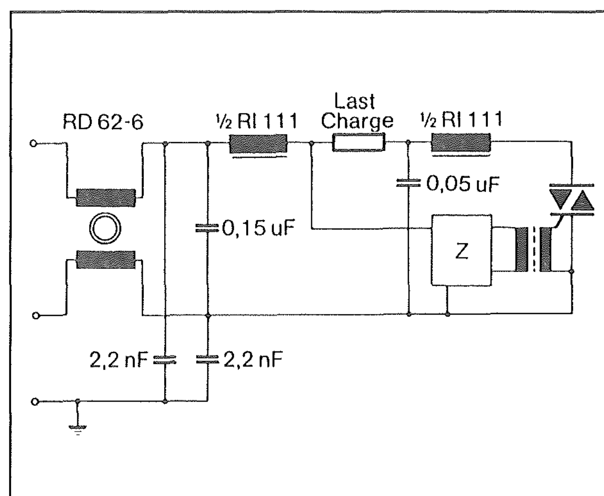
De spoel heeft dus geen functie voor de netspanning. De volle inductiviteit werkt slechts in op de asymmetrische stoorspanningen, die tussen de fase en de aarde en tussen de nul en de aarde bestaan.



Figuur 3/3.33-20: Door de speciale wikkelwijze heffen de 50 Hz magneetvelden elkaar op.

Stroomgecompenseerde ontstoorspoelen worden gebruikt:
- in schakelingen met fase aansnij besturingen, waarbij de ontstoorcircuits met verzadigde ontstoorspoelen niet voldoende effect hebben;
- bij het ontstoren van sterk verontreinigende schakelingen, zoals ultrasone

generatoren en zware geschakelde voedingen.



Figuur 3/3.33-21: Een typisch voorbeeld van het gebruik van stroomgecompenseerde ontstoorspoelen.

Praktisch schema
In figuur 3/3.33-21 is een voorbeeld gegeven van een schakeling, waarin stroomgecompenseerde ontstoorspoelen worden gebruikt in combinatie met de reeds beschreven ontstoorschakelingen.

Leverbare typen
Schaffner levert twee series stroomgecompenseerde ontstoorspoelen, namelijk de RN- en de RD-series. Deze ontstoorspoelen kunnen gebruikt worden tot stromen van 60 A. De voornaamste kenmerken van deze onderdelen zijn samengevat in de tabel van figuur 3/3.33-22.

In deze tabel worden de maximale stroom, de inductantie van de spoelen, de inwendige weerstand van beide spoelen samen en de resonantiefrequentie van de leverbare typen vergeleken.
In figuur 3/3.33-23 worden de meest voorkomende behuizingen van deze spoelen voorgesteld, mét hun aansluitgegevens.

Type	$I_{nom.}$ A	L mH	R mΩ	fr kHz
RN 22- 0,8/ 2	0,8	10,3	530	500
RN 22- 0,8/ 3	0,8	0,3	380	6000
RN 22- 0,8/12	0,8	10,3	530	500
RN 22- 0,8/13	0,8	0,3	380	6000
+RN 42- 0,8/ 2	0,8	12,2	810	250
RN 52- 1,5/ 1	1,5	24,5	610	250
+RN 52- 1,5/ 2	1,5	24,5	610	250
RD 32- 2	2	11	160	1200
*RD 52- 2	2	9,5	160	300
*RD 52- 4	4	5	70	400
*RD 52- 6	6	2,5	40	500
*RD 52-10	10	1,9	15	250
*RD 52-14	14	1,9	10	350
*RD 82-16	16	6,5	15	170
*RD 82-32	32	1,9	5	220
RD 102-60	60	1	4	500
RD 62- 1	1	7,5	520	700
RD 62- 2	2	7,6	250	500
RD 62- 3	3	8,7	150	370
RD 62- 6	6	3,2	28	380
RD 62-10	10	1,6	19	900
RD 62-15	15	0,8	10	1400
RD 62-35	35	0,9	3,5	1000

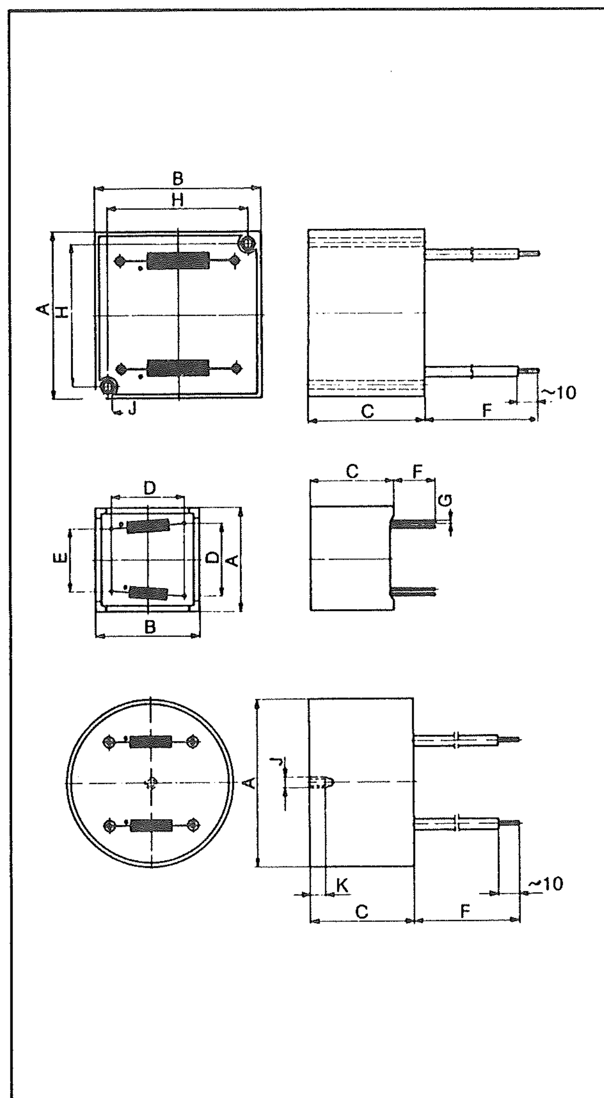
Figuur 3/3.33-22: De specificaties van de twee series stroomgecompenseerde ontstoorspoelen van Schaffner.

Staafkernspoelen

Werking
Staafkernspoelen, de naam zegt het reeds, bestaan uit één spoel die gewikkeld is op een staafvormige kern.
Staafkernspoelen worden gekarakteriseerd door een constante inductiviteit. De kernen zijn dus zo ontworpen dat, zelfs bij

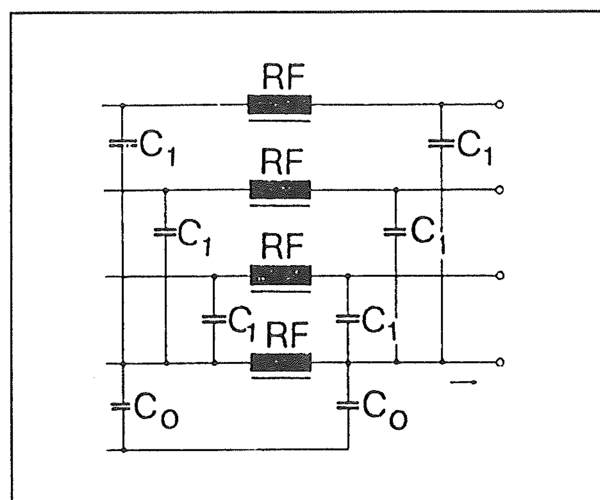
3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken

de maximale belasting, geen verzadiging van het kernmateriaal optreedt.
Deze spoelen worden voornamelijk gebruikt:
- in zware industriële omgevingen voor het ontstoren van drie-fase verbruikers zoals zware motoren;
- in schakelingen, waarbij de storingen voornamelijk ontstaan door symmetrische spanningen.



Figuur 3/3.33-23: De uitvoeringsvormen van de stroomgecompenseerde spoelen.

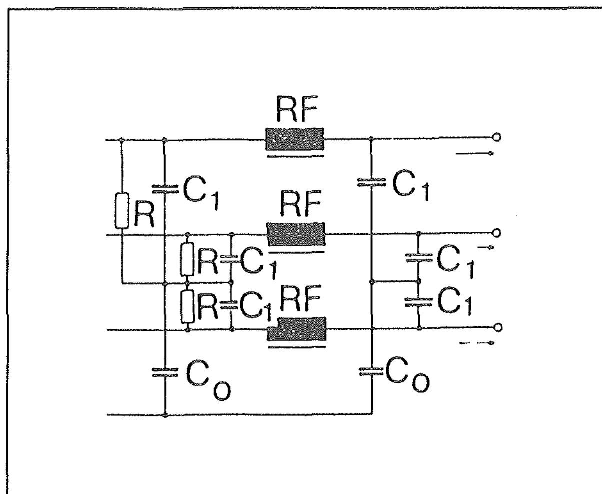
Voorbeeld schakelingen
In figuur 3/3.33-24 wordt als voorbeeld van het gebruik van de staafkernspoelen een ontstoorschakeling getekend, die kan worden toegepast voor het effectief ontstoren van een drie-fase belasting met nulleider.
De spoelen zijn opgenomen in serie met de drie fase-aders en in serie met de gemeenschappelijke nul. Iedere spoel wordt afgesloten met een condensator naar de gemeenschappelijke nul, terwijl aan de ingang ook nog eens condensatoren naar de aarde zijn geschakeld.



Figuur 3/3.33-24: Een standaard schakeling voor het ontstoren van een drie-fase belasting met nulleider.

In sommige netten is echter de gemeenschappelijke nulleider niet aanwezig. Men moet dan gebruik maken van de schakeling van figuur 3/3.33-25. Door het toevoegen van een aantal grote weerstanden R wordt er als het ware een kunstmatige nulleider gecreeerd, waarnaar de drie condensatoren van de LC-filters worden geschakeld.

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken



Figuur 3/3.33-25: Het ontstoren van een drie-fase net zonder gemeenschappelijke nulleider.

Beschikbare spoelen
Schaffner heeft staafkern spoelen in het programma, waarmee alle denkbare ontstoorklussen zijn uit te voeren. In de tabel van figuur 3/3.33-26 zijn in totaal negen exemplaren samengevat, met maximale stromen van 4 tot en met 500 A!
De waarden van C_0 en C_1 verwijzen naar de schema's van de figuren 3/3.33-24 en -25.

Type	I nom. A	L µH	R mΩ	fr MHz	C_0 µF	C_1 µF
RF 51- 4	4	2000	300	1,5	0,1	0,5
RF 61- 10	10	1200	38	1,5	0,1	0,5
RF 71- 35	35	350	12	2	0,1	1
RF 71- 75	75	60	2	6,5	0,22	2
RF 81- 75	75	300	4	3	0,1	2
RF 81-150	150	80	1	7	0,22	2
RF 101-150	150	220	2,25	2	0,22	2
RF 101-300	300	70	0,6	6	0,22	2
RF 101-500	500	16	0,15	20	0,5	5

Figuur 3/3.33-26: Door Schaffner leverbare staafkern ontstoorspoelen.

Deze spoelen zitten ingegoten in een rechthoekige behuizing met slechts twee aansluitingen, zodat het niet noodzakelijk is aansluitgegevens te vermelden.

Aardingsspoelen

Werking
Aardingsspoelen worden rechtstreeks in serie met de aarding van een apparaat opgenomen en zorgen voor extra demping van de asymmetrische stoorstromen die door de aarding zouden kunnen afvloeien. Er bestaan twee typen, namelijk een soort die speciaal is ontworpen voor het onderdrukken van laagfrequente stoorsignalen en een soort die speciaal is ontworpen voor het dempen van hoogfrequente stoorsignalen.
Kenmerk van de aardingsspoelen is dat zij gewikkeld moeten worden uit draad met dezelfde diameter als deze die door de geldende normbladen voor aardingen wordt voorgeschreven.

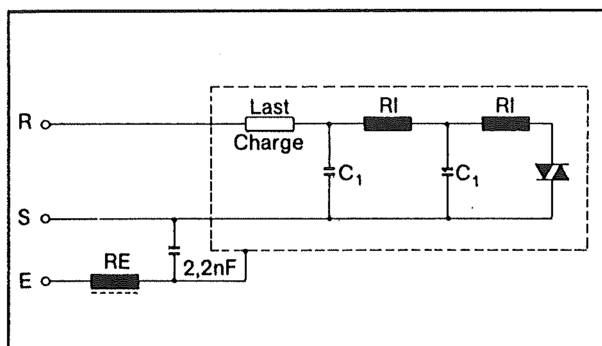
De laagfrequente typen
Deze ontstoorspoelen kunnen worden ingezet bij fase aansnij schakelingen en worden dan opgenomen tussen de aarding van de behuizing van het apparaat en de aarding van het net. Uiteraard mag de behuizing dan niet meer rechtstreeks aan de aarde liggen!
Deze typen worden gekenmerkt door een eigen resonantie frequentie die rond de 300 kHz ligt.

Een toepassingsvoorbeeld van dergelijke ontstoorspoelen is getekend in figuur 3/3.33-27.

Schaffner levert uiteraard ook dergelijke spoelen. Maar nu worden deze typen niet gekarakteriseerd door een maximale

3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken

stroom, maar door de oppervlakte van de draad waaruit zij zijn gewikkeld. Op deze manier kan men steeds een spoel toepassen die dezelfde diameter heeft als de plaatselijk geldende aardingsnormen.
In de tabel van figuur 3/3.33-28 zijn de eigenschappen van drie leverbare typen samengevat.



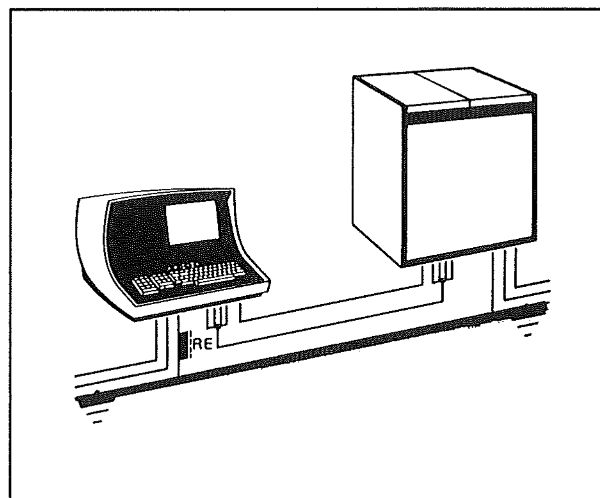
Figuur 3/3.33-27: Het basisschema voor het toepassen van laagfrequente aardingsspoelen.

Type	d mm²	L mH	R mΩ	fr kHz
RE 1 /16-4	1	2,5	30	300
RE 1,5/20-3	1,5	2,5	18	300
RE 2,5/27-2	2,5	2,5	13	300

Figuur 3/3.33-28: De eigenschappen van laagfrequente aardingsspoelen van Schaffner.

De hoogfrequente typen

Deze aardingsspoelen worden gebruikt om stoorspanningen te onderdrukken die kunnen ontstaan bij het inschakelen van relaiscontacten, schakelaars en motoren.
Maar daarnaast hebben deze spoelen een tweede belangrijk toepassingsgebied. In ingewikkelde systemen kan het voorkomen dat er tussen de afzonderlijke geaarde apparaten aardlussen ontstaan. Aardingsstromen kunnen dan vrijelijk rondvloeien tussen de behuizingen van de geaarde apparaten. Zolang dat een 50 Hz stroom is, kan dit geen kwaad. Erger wordt het echter, als een deel van deze rondlussende aardingsstroom uit HF-componenten bestaat. Om dat de verhinderen kan men in de aardleider van ieder apparaat een HF aardingsspoel opnemen. De impedantie van de aardlus wordt dan voor HF-signalen zo groot dat de aardingsstroom geminimaliseerd wordt.



Figuur 3/3.33-29: Een typische toepassing van hoogfrequente aardingsspoelen.

In figuur 3/3.33-29 is een typisch voorbeeld gegeven, waarbij een HF aardingsspoel van pas komt. Twee apparaten zijn afzonderlijk geaard. Om het vloeien van HF aardingsstroom in de aldus gevormde aardlus te voorkomen, schakelt men in één van de aardingen een HF aardingsspoel in serie.

In de tabel van figuur 3/3.33-30 zijn de drie leverbare HF aardingsspoelen van Schaffner samengevat.

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken

Type	d mm²	L µH	R mΩ	fr MHz
RE 1- 16/6	1	20	13	30
RE 1- 16/7	1	10	10	50
RE 4- 36/6	4	40	4	10
RE 25-100/6	25	20	1,5	10

Figuur 3/3.33-30: De HF aardingsspoelen van Schaffner.

Ingangsfilters

Inleiding

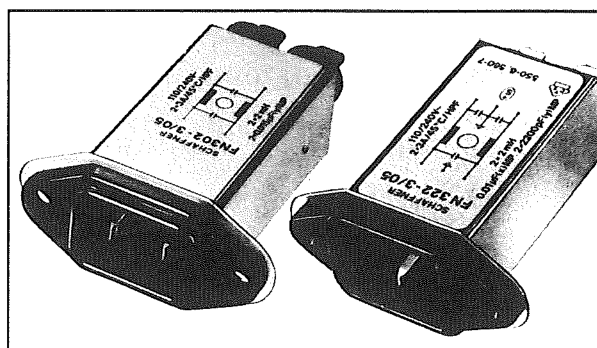
Zoals reeds in de algemene inleiding gesteld, kan men nadelige verschijnselen van stoorsignalen niet altijd bij de bron uitschakelen. Vandaar dat het zeer belangrijk is storingsgevoelige apparatuur te voorzien van ingangsfilters. Deze filters dempen de via het net binnenkomende stoorsignalen en zorgen ervoor dat het apparaat er zo min mogelijk last van heeft. Ook op het gebied van ingangsfilters bestaan uiteraard diverse configuraties, ieder met bepaalde specifieke dempingseigenschappen. Toch lenen deze filters zich niet voor zelfbouw. Men koopt deze kant en klaar, ingebouwd in een speciale modulaire behuizing of zelfs in een netaansluiting. In het laatste geval is vaak de netzekering in het filter geïntegreerd.

In de volgende paragraafjes zullen enige filters van Schaffner nader besproken worden.

Filters in netaansluitingen

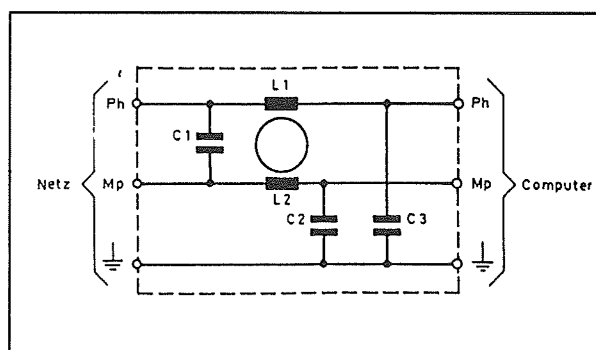
Schaffner levert ingangsfilters voor apparatuur die geaard is, maar ook voor apparatuur die geen aardaansluiting heeft. Daarnaast zijn typen leverbaar met soldeeraansluitingen, maar ook met fastonstekers.

In figuur 3/3.33-31 zijn twee van dergelijke filters voorgesteld.



Figuur 3/3.33-31: Twee ingangsfilters van Schaffner.

Het standaard schema van een dergelijk netfilter mét aarding is getekend in figuur 3/3.33-32. Het filter bestaat uit een stroomgekompenseerde ontstoorspoel en de standaard condensatoren die bij een dergelijke spoel horen.



Figuur 3/3.33-32: Het standaard schema van een ingangsfilter.

Dergelijke filters worden door Schaffner aangeboden onder de reeks-codering FN322 voor filters met aarding en FN302 voor filters zonder aarding. Er zijn filters beschikbaar voor maximale stromen van 1 A tot 10 A. De codering van deze filters is samengevat in de tabel van figuur 3/3.33-33. De /01 codering staat voor net-

filters met soldeeraansluitingen, de /05 codering staat voor filters met faston-aansluitingen.

Type	U_{nom}	I_{nom}
FN 322 - 1/01	220/240 V	1 A
FN 322 - 1/05	220/240 V	1 A
FN 322 - 3/01	220/240 V	3 A
FN 322 - 3/05	220/240 V	3 A
FN 322 - 6/01	220/240 V	6 A
FN 322 - 6/05	220/240 V	6 A
FN 332 - 1/01	220/240 V	1 A
FN 332 - 1/05	220/240 V	1 A
FN 332 - 3/01	220/240 V	3 A
FN 332 - 3/05	220/240 V	3 A
FN 332 - 6/01	220/240 V	6 A
FN 332 - 6/05	220/240 V	6 A
FN 332 -10/05	220/240 V	10 A
FN 302 - 1/05	220/240 V	1 A
FN 302 - 3/05	220/240 V	3 A
FN 312 - 1/05	220/240 V	1 A
FN 312 - 3/05	220/240 V	3 A

Figuur 3/3.33-33: De door Schaffner leverbare typen van in netaansluitingen ingebouwde netfilters.

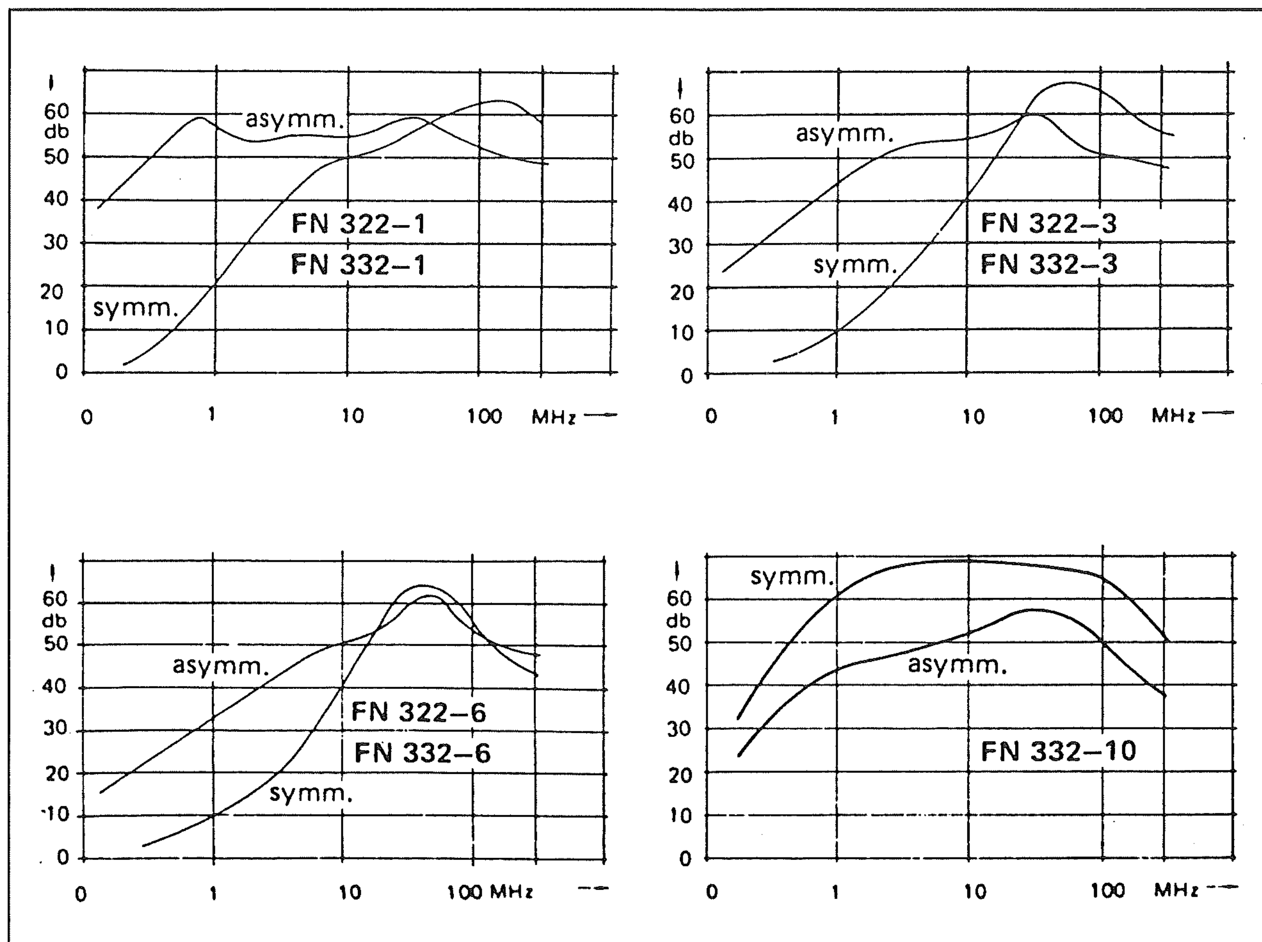
De dempingskarakteristieken van deze ingangsfilters zijn afhankelijk van de maximale stroom die zij kunnen verwerken. Ter illustratie zijn in de grafieken van figuur 3/3.33-34 de dempingsgrafieken van vier filters uit de FN332-serie samengevat, zowel voor symmetrische als voor asymmetrische stoorsignalen.

Filters in module
Naast de filters, die geïntegreerd zijn in een netaansluiting, levert Schaffner ook een reeks filters die zijn ingegoten in een module. Sommige van deze modellen hebben printaansluitingen en kunnen dus rechtstreeks op de print gemonteerd worden. Eigenschap van deze filters is dat zij niet voorzien zijn van een eigen aardingsaansluiting. Dat is vrij logisch, want het is op een print absoluut verboden om de dunne kopersporen als aarding te laten fungeren! Aarding moet dus extern aangebracht worden, waarbij wordt aanbevolen een aardingsspoel in serie op te nemen.
Het inwendige schema van deze modulefilters en een toepassingsvoorbeeld zijn getekend in figuur 3/3.33-35.
De specificaties van deze FNx2-serie zijn samengevat in de tabel van figuur 3/3.33-36. De aansluitcoderingen van de FN22 (print) en FN42 modellen zijn getekend in figuur 3/3.33-37.

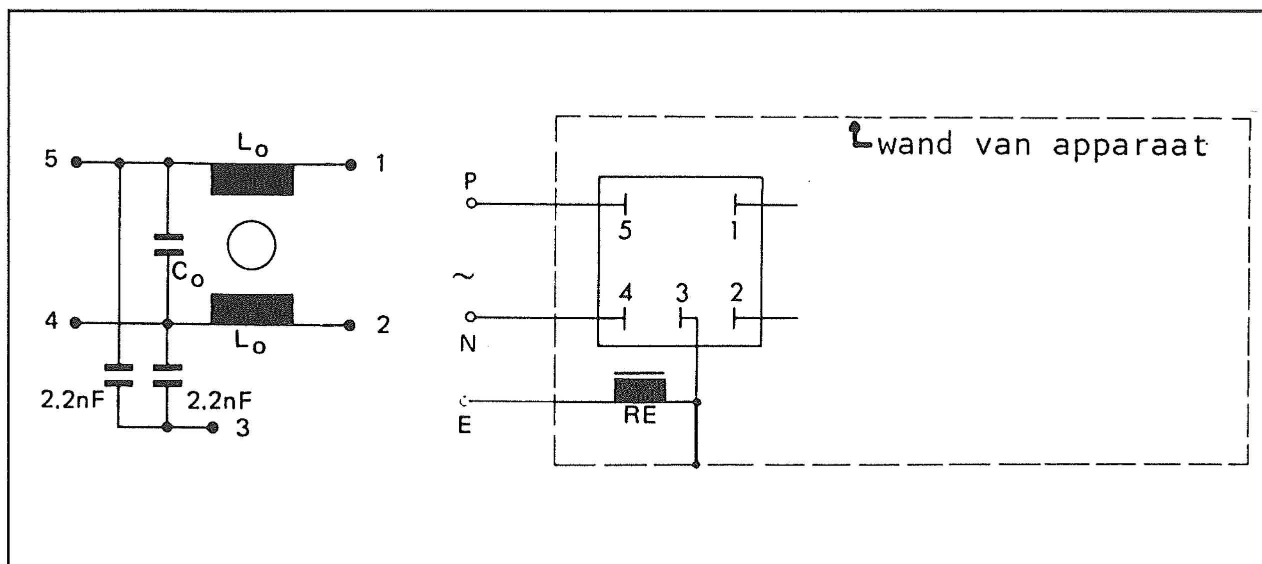
Laatste opmerkingen

Montage belangrijk!
In wezen komt het goed ontstoren van apparatuur neer op het selecteren van de juiste spoel(en) en condensatoren. Maar toch moet men met bepaalde zaken terdege rekening houden.
Zo zal het logisch zijn dat een filter alleen goed werkt als er een zo goed mogelijke scheiding wordt aangebracht tussen de in- en uitgangsbedrading. Zitten deze te dicht bij elkaar, dan zullen de hoogfrequente stoorspanningen via de paracitaire capaciteiten tussen de draden toch nog van de in- naar de uitgang kunnen doordringen, hetgeen nu nét niet de bedoeling is.
Bovendien kan het elektromagnetische veld rond de gestoorde draden in de overige draden kleine spanningen induceren. Deze ongewenste situatie is getekend in figuur 3/3.33-38.

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken



Figuur 3/3.33-34: De dempingskarakteristieken van een aantal filters uit de FN332-reeks.

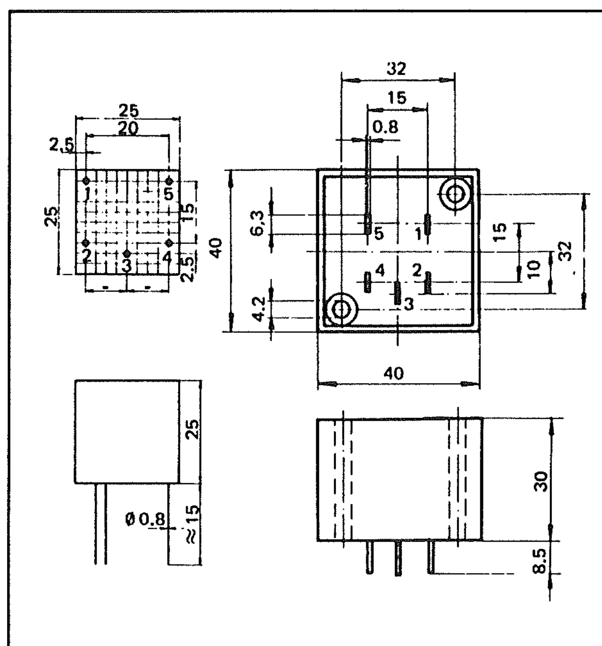


Figuur 3/3.33-35: Intern schema en toepassingsvoorbeeld van een ingangsfilter, toegepast als module op een print.

3.33 Ontstoorspoelen en -netwerken

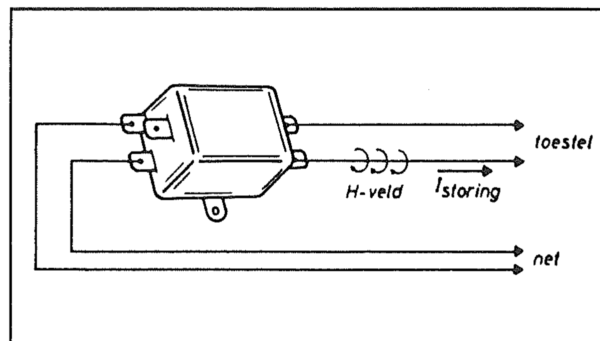
Type	Voltage	I nom. A	C_0 nF
FN 22–0.8/2		0.8	15
FN 22–0.8/3		0.8	15
FN 42–0.8/2	220/240 V	0.8	47
FN 42–3 /2	50/60 Hz	3	47
FN 52–1.5/2		1.5	47
FN 52–6 /2		6	47

Figuur 3/3.33-36: Specificaties van de filtermodules van Schaffner.

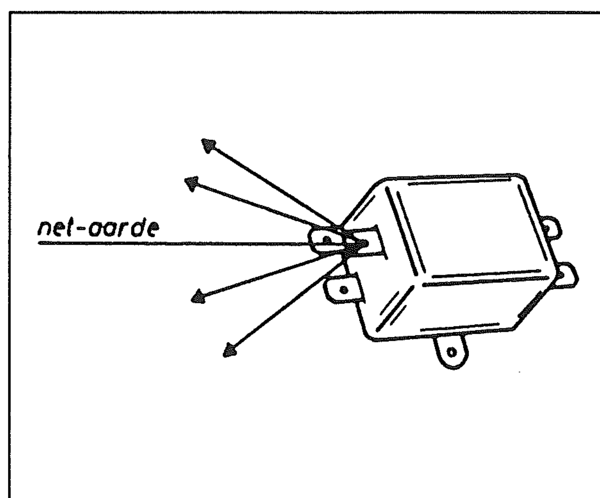


Figuur 3/3.33-37: Aansluitcodering van de twee kleinste module-filters.

Een tweede punt waar men bij de inbouw van filters voor moet zorgen is een goede aarding van het gehele systeem. De vanuit het net komende aardingsdraad wordt rechtstreeks verbonden met het aardingspunt van het filter, tenzij men uiteraard een aardingsspoel in het systeem heeft opgenomen. Van dit centrale aardingspunt wordt de interne aarding stervormig uitgevoerd, zie figuur 3/3.33-39.



Figuur 3/3.33-38: De goede werking van een ontstoorfilter kan verstoord worden als men de in- en uitgangsbedrading parallel laat lopen.



Figuur 3/3.33-39: De enige juiste manier om een ontstoord apparaat te aarden is het aardingspunt van het filter als centrale aarding te gebruiken en vandaar uit stervormig te bedraden.

Doet men dit niet en gebruikt men bijvoorbeeld het chassis van het toestel als centrale aarding met op verschillende plaatsen aftakkingen naar plaatselijke aardingen, dan kan er zich over de kleine maar toch aanwezige inwendige weerstand van dat chassis een kleine HF-spanning opbouwen, die niet door het filter verzwakt kan worden!

6.19 Ontstoorspoelen en -netwerken

De condensatoren

De condensatoren die men in ontstoorfilters toepast worden blootgesteld aan een hoge wisselspanning en zijn vrij kwetsbaar. Alleen onderdelen van zeer goede kwaliteit mogen worden toegepast! Uit kostenoverwegingen zou men denken dat hoogspanningscondensatoren van het ceramische type een goede keuze vormen. Dat is echter niet het geval! Deze condensatoren zijn namelijk erg slecht bestand tegen korte spanningspieken en kunnen doorslaan of anderszins defect raken. De enige bruikbare technologie is deze van de zogenoemde "zelfherstellende gemetaliseerde papiercondensatoren". Deze zijn uitstekend in staat om zichzelf, na een kleine doorslag ten gevolge van een spanningspiek, zo goed als volledig te herstellen.

Het zal tot slot wel duidelijk zijn dat de doorslagspanning van de toegepaste condensatoren minstens gelijk moet zijn aan 450 V. Geadviseerd wordt zelfs typen toe te passen met een doorslagspanning van 630 V.

3/3.34
Peltier elementen

Inleiding

Wat zijn Peltier elementen?
Peltier elementen zijn thermo-elektrische onderdelen, die in feite kunnen worden opgevat als warmtepompen. Met een Peltier element kan men warmte van de ene zijde van het element naar de andere transporteren. De richting waarin de warmte doorheen het element loopt, is afhankelijk van de richting van de gelijkstroom die door het element vloeit. Het temperatuurverschil tussen de ene zijde en de andere zijde kan oplopen tot meer dan 60 °C!

Toepassingen
Peltier elementen kunnen dus zowel voor koeling als voor verwarming gebruikt worden. Maar om iets elektrisch te verwarmen heeft men veel eenvoudigere en goedkopere onderdelen ter beschikking: gewone weerstanden! Het zal dus wel duidelijk zijn dat Peltier elementen in de praktijk alleen worden toegepast voor het koelen van onderdelen die op een zeer klein oppervlak zoveel vermogen dissiperen dat normale koeling door middel van koelplaten of zelfs geforceerde koeling met behulp van ventilatoren niet meer volstaat.

Wie leest “klein oppervlak” denk uiteraard onmiddellijk aan geïntegreerde schakelingen! Niet ten onrechte, want Peltier elementen spelen nu reeds een belangrijke rol bij het koelen van zeer ingewikkelde IC’s zoals moderne processoren en geheugens. Het probleem bij dergelijke schakelingen is dat er nogal wat vermogen in de chip wordt gedissipeerd. Normaal wordt de warmte-ontwikkeling, die daarvan het gevolg is, afgevoerd via de behuizing. Eventueel kan deze behuizing voorzien worden van een koelplaatje. In de moderne hoog-geïntegreerde schakelingen wordt er echter zoveel warmte opgewekt, dat deze middelen niet meer volstaan. Vandaar dat men zogenoemde “ice-cap’s” heeft ontwikkeld, koelblokken die op snelle microprocessoren worden bevestigd en de warmte die in de chip wordt opgewekt door middel van het Peltier pompeffect effectief afvoeren naar de buitenwereld.

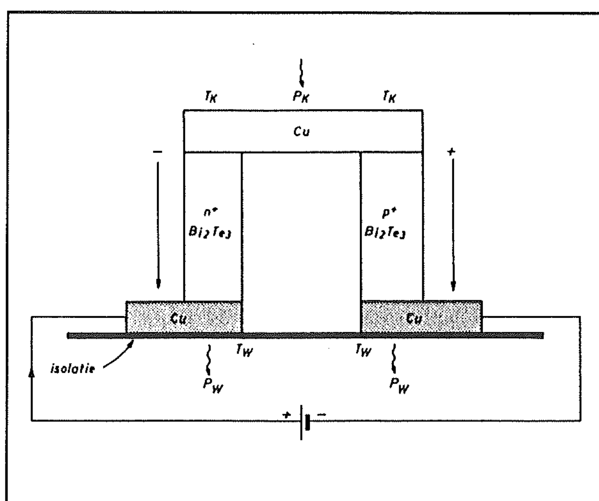
Hoewel het Peltier effect al meer dan 150 jaar bekend is, werd dit fysische verschijnsel tot voor kort nauwelijks toegepast. Redenen hiervoor waren de zeer hoge prijs van de Peltier elementen en het vrij lage rendement. Maar door de steeds toenemende integratie in IC’s zijn de koelproblemen van moderne chip’s steeds moeilijker op te lossen met traditionele middelen. Warmtepompen op basis van het Peltier effect zullen in de nabije toekomst een steeds belangrijker plaats in geavan-

ceerde elektronische apparatuur gaan innemen!

Voordelen van Peltier elementen

Uiteraard bestaan er nog andere systemen om grote hoeveelheden warmte van de ene naar de andere plaats te transporteren. Te denken valt aan compressietechnieken en absorptiesystemen.
Peltier elementen hebben echter nogal wat voordelen ten opzichte van deze traditionele systemen:

- Peltier elementen hebben geen bewegende delen;
- het systeem werk volledig onderhoudsvrij;
- Peltier elementen werken geruisloos;
- Peltier elementen werken in alle standen en bewegingsrichtingen;
- de weggepompte warmte kan zeer eenvoudig door middel van traditionele koelblokken aan de buitenlucht worden afgestaan;
- door middel van tamelijk eenvoudige elektronische schakelingen kan men het vermogen van de warmtepomp instellen.



Figuur 3/3.34-1: De samenstelling van een modern halfgeleidend Peltier element.

Benamingen

De naam "Peltier element" is uiteraard afgeleid van de naam van de uitvinder van het Peltier effect. In de dagelijkse praktijk komt men echter vaak alternatieve benamingen tegen:

- Frigistor, afgeleid van het Engelse woord voor koelen;
- TED, letterwoord voor "Thermo Electric Device", letterlijk vertaald thermo-elektrisch onderdeel.

Fysische achtergronden

Het principe

Het Peltier effect werd in 1834 ontdekt door de Franse natuurkundige Jean Peltier. Hij stelde bij experimenten vast dat de contactplaats tussen twee verschillende metalen, die doorlopen werden door een gelijkstroom, kouder of warmer werd dan de omgeving. De richting waarin de stroom door de contactplaats vloeide was bepalend voor de temperatuurstijging of -daling van de contactplaats.
In die tijd werd deze ontdekking als louter academisch bijgeschreven in de zeer uitgebreide stal van vreemdsoortige natuurkundige verschijnselen, die toevallig ontdekt werden. Praktische toepassingen zag men niet.
Maar dank zij de halfgeleider-technologie is het Peltier effect zeer actueel en praktisch bruikbaar geworden!

Het Peltier element

Een modern Peltier element bestaat niet uit twee metalen, maar uit halfgeleidende materialen. In de meeste gevallen wordt gebruik gemaakt van Bismut-telluride (Bi_2Te_3), dat sterk positief en negatief wordt gedoteerd.

3.34 Peltier elementen

Twee van dergelijke tegengesteld gedoteerde blokjes halfgeleidend materiaal n^+ en p^+ worden aan één zijde met elkaar verbonden met een koperen brug (de bovenzijde in de tekening). De twee vrije zijden worden via koperen contactvlakjes verbonden met de twee polen van een gelijkspanningsbron.
De grenslaag tussen de halfgeleiders en de koperen brug is wegens de zeer sterke dotering zo dun dat hierin geen gelijkrichting kan optreden. Hetgeen tot gevolg heeft dat de gelijkstroom in beide richtingen door de constructie kan lopen. Bij een tamelijk grote stroom (men moet hierbij denken aan Ampères) vindt in het grensgebied van het koper en het halfgeleidende materiaal generatie op. De valentie-elektronen verbreken hun atoomverband. Daar is echter energie voor nodig, energie die wordt onttrokken aan het koper. Het gevolg is dat de temperatuur van de koperen brug gaat dalen. De koperen brug vormt, bij de getekende stroomrichting, dus de koude zijde van het Peltier element. Aan de andere zijde van het element vinden uiteraard recombinaties van elektronen en positieve ionen plaats. Hierbij ontstaat warmte, die wordt afgegeven aan de twee koperen contactvlakken.

Uit de bespreking van de werking van een Peltier element volgt onmiddellijk dat het effect reversibel is. Poolt men de richting van de stroom om, dan zullen de generaties plaats vinden aan de twee koperen contactvlakken en de recombinaties bij de koperen brug. In dat geval vormt de brug de hete zijde van het element en de contactvlakken de koude zijde. Maar uit de constructie van het element volgt eigenlijk al dat het de bedoeling is dat de koperen brug de koude zijde van het element blijft! Deze zijde heeft immers een groot contactoppervlak en kan bijgevolg met het meeste rendement worden ingezet voor het absorberen van warmte uit een te koelen onderdeel.

De thermische pomp-energie
De hoeveelheid energie die per seconde aan de koude zijde van het element wordt onttrokken kan worden uitgedrukt door de formule:

$$P_k = \alpha \cdot T_k \cdot I$$

waarin:
- α gelijk is aan de Seebeck-coëfficiënt van het halfgeleidende materiaal;
- T_k de temperatuur van het kristal voorstelt;
- I de grootte van de gelijkstroom weergeeft.

Het rendement wordt echter in de praktijk iets lager, omdat men uiteraard rekening moet houden met de warmteontwikkeling in de inwendige weerstand van het materiaal. Deze kan uitgedrukt worden door de bekende formule:

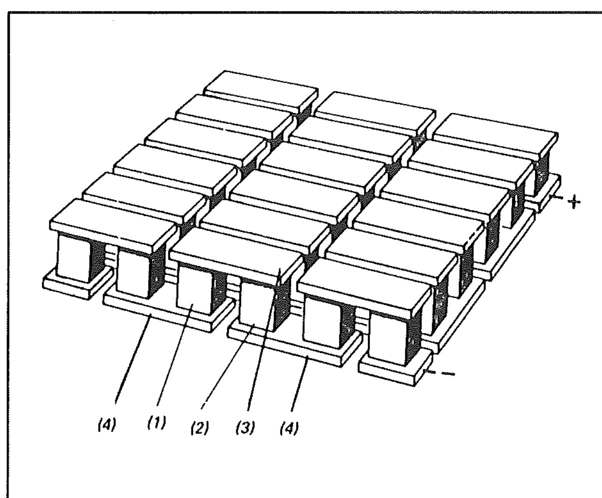
$$P = I^2 \cdot R$$

Daarnaast treedt er ook een warmtestroom op in het element van de warme zijde naar de koude zijde. Maar omdat de thermische weerstand van het halfgeleider materiaal vrij groot is, valt deze vrijwel te verwaarlozen ten opzichte van de energie die aan de koude zijde wordt onttrokken.

De Peltier elementen in de praktijk

Samenstelling
Een enkelvoudig Peltier element is vrij klein en men kan er in de praktijk niet erg

veel mee doen. Vandaar dat de enkelvoudige elementen vrijwel steeds worden samengevoegd tot koelblokken, opgebouwd uit een groot aantal elementen.
De principiële samenstelling van een dergelijk praktisch element is geschetst in figuur 3/3.34-2.



Figuur 3/3.34-2: De praktische samenstelling van een Peltier element:
(1) en (2): de halfgeleiders;
(3): koude contactbruggen;
(4): warme contactbruggen.

Zoals duidelijk uit de constructietekening blijkt zijn de afzonderlijke elementen elektrisch in serie geschakeld. Thermisch staan de elementen echter parallel, want alle koude contactbruggen staan aan dezelfde zijde van de constructie. Hetzelfde geldt dan uiteraard evenzeer voor de warme contactbruggen. Hierdoor wordt het koelend oppervlak vergroot en neemt de capaciteit van de warmtepomp toe.
Het elektrisch in serie schakelen van de afzonderlijke elementen heeft als voordeel dat ook de element-spanningen in serie staan en de gehele constructie gevoed kan worden met "realistische" spanningen tussen 12 V en 15 V.

Het maximaliseren van het rendement
De warmtestroom door een Peltier element is onder andere afhankelijk van het temperatuurverschil tussen de koude en de warme zijde. Om dit verschil zo groot mogelijk te maken moet de warme zijde een zo groot mogelijk oppervlak hebben. Dat kan gerealiseerd worden door deze zijde te bevestigen op een traditionele koelplaat, die eventueel extra wordt gekoeld met een ventilator.
Sommige Peltier elementen worden zelfs geleverd met koelribben op de warme zijde. Tussen de warme contactbruggen en de koelribben is een zeer dunne ceramische isolator aangebracht, met uitstekende thermische eigenschappen en grote elektrische weerstand.

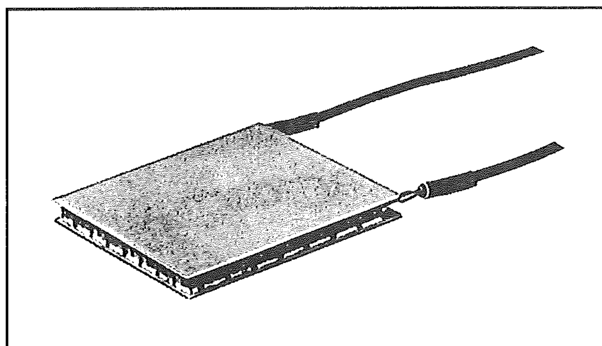
Praktische uitvoeringen

Inleiding
Peltier elementen worden door diverse fabrikanten op de markt gebracht. In Europa is Siemens een van de bekendste leveranciers. In de volgende paragraafjes zullen enige leverbare uitvoeringen worden voorgesteld, die door Sciltronics in Leeuwarden leverbaar zijn.
De pompcapaciteit van een Peltier element, uiteraard de belangrijkste eigenschap, wordt uitgedrukt in Watt bij gelijke temperaturen aan beide zijden, dus direkt na het inschakelen.

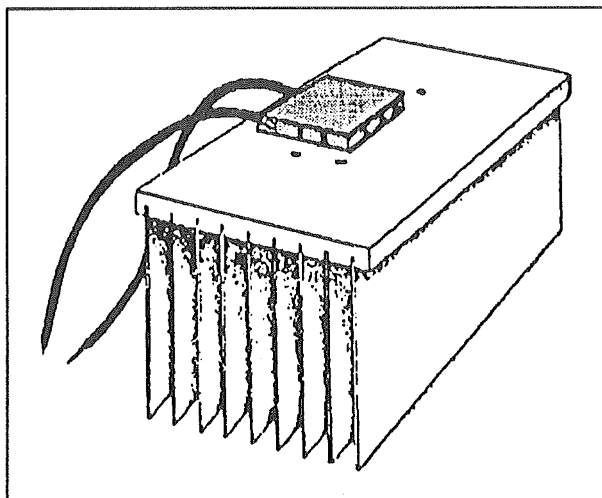
TED 801-2001
Dit Peltier element zit, zie figuur 3/3.34-3, in een platte behuizing met als afmetingen 32 x 32 x 5,3 mm^3.
De pompcapaciteit bedraagt minimaal 19 W en de toelaatbare maximale temperatuur is +150 °C.

3.34 Peltier elementen

Het element moet gevoed worden met een gelijkspanning van 3,5 V en kan belast worden met maximaal 9 A. Dit Peltier element kost ongeveer *f* 100,00.



Figuur 3/3.34-3: Het uiterlijk van de TED 801-2001.



Figuur 3/3.34-4: De vormgeving van de TED 801-2005.

TED 801-2004

Dit element heeft dezelfde vormgeving als de TED 801-2001, maar is met zijn afmetingen van 42 x 42 x 4 mm^3 iets groter. De pompcapaciteit bedraagt minimaal 50 W, waarbij gevoed moet worden uit een gelijkspanning van 15 V en het element maximaal 6 A mag trekken. Dit element kost ongeveer *f* 150,00.

TED 801-2005

Dit element is voorzien van, zie figuur 3/3.34-4, een groot koellichaam. De pompcapaciteit wordt daardoor verhoogd tot 75 W bij een voeding van 15 V en een stroomopname van 9 A.

Praktische schakelingen

Inleiding

Zoals uit de formule van het vermogen blijkt, is het thermische vermogen van een Peltier element recht evenredig met de stroom die door het element wordt gestuurd. Deze ideale relatie heeft tot gevolg dat het heel eenvoudig mogelijk is het vermogen van de warmtepomp elektronisch te regelen. Het volstaat een elektronische schakeling te verzinnen, die een bepaalde constante stroom door het Peltier element stuurt. Door nu deze stroombron uit te breiden met een terugkoppelsysteem, met als ingang een temperatuursensor en als uitgang het Peltier element, kan men de temperatuur van een ruimte stabiliseren op een bepaalde waarde. Met een eenvoudige elektronische schakeling en een groot vermogen Peltier element kan men bijvoorbeeld een koelbox ontwerpen, waarin de temperatuur op 1/10 °C constant te houden is.

Het enige probleem is dat de Peltier elementen met vrij hoge stromen doorlopen moeten worden. Vandaar dat men in de meeste gevallen gebruik zal maken van vermogen-FET's, die veel beter in staat zijn dergelijke hoge stromen te leveren dan bipolaire transistoren.

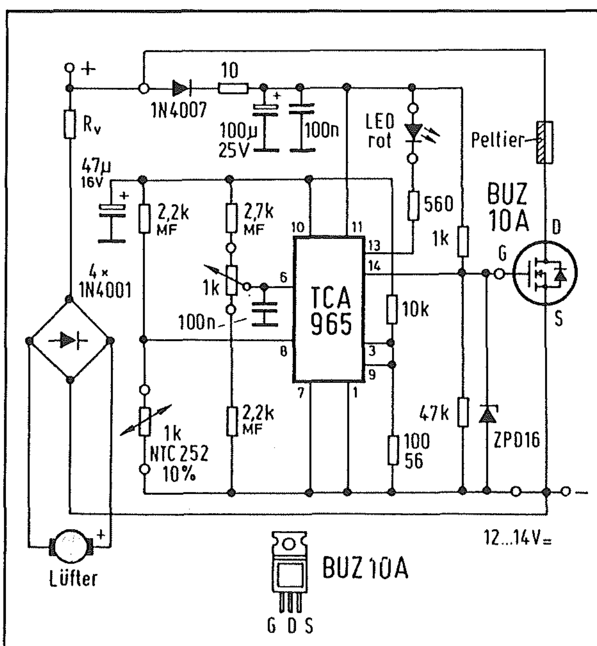
In de volgende twee paragraafjes worden twee praktische voorbeeld-schakelingen besproken, die in het afgelopen jaar verschenen zij in de internationale pers.

Het schema van een elektronische koelbox

In figuur 3/3.34-5 is een schema getekend van een elektronische koelbox, gepubliceerd in Funkschau.

De koelbox is ontworpen voor gebruik in een caravan of op de camping en kan dus gevoed worden uit de 13 V van een normale lood-accu. De temperatuur in de koelbox kan met behulp van een potentiometer ingesteld worden tussen -2 °C en +15 °C.

Bij dit schema wordt geen proportionele besturing van het Peltier element toegepast. De stroom door het element wordt in- of uitgeschakeld, zodat deze regeling te vergelijken is met deze van de thermostaat van een CV-ketel.



Figuur 3/3.34-5: Het schema van een elektronische koelbox.

Als regel-element wordt gebruik gemaakt van een TCA965. Dit comparator-IC heeft een ingebouwde referentiegenerator die een zeer stabiele spanning van ongeveer 7,9 V opwekt. Deze referentiespanning wordt gebruikt voor het voeden van een temperatuursensor en het voeden van een potentiometer. De temperatuursensor, een weerstand met negatieve temperatuurscoëfficiënt NTC252, is uiteraard in de te koelen ruimte van de koelbox aangebracht.

De NTC zit in een spanningsdeler met de metaalfilmweerstand van 2,2 kΩ. De spanning op het knooppunt van beide weerstanden is afhankelijk van de temperatuur in de koelbox. Deze spanning wordt aangeboden aan ingang 8 van de TCA965. De spanning van de potentiometer gaat naar ingang 6. Het IC vergelijkt de twee spanningen en stuurt via de MOSFET BUZ10A het Peltier element.

Als de spanning op pen 6 groter is dan de spanning op pen 8 wordt het Peltier element gestuurd. In het andere geval zal de stroom door het element terug vallen naar 0.

Om te vermijden dat de comparator in de buurt van $U_6 = U_8$ voortdurend omschakelt, is een hysteresisch aangebracht. Deze drempel wordt ingesteld door de verhouding van de weerstanden naar de pennen 3 en 9. Met de getekende verhouding van 10 kΩ en 100 Ω bedraagt de hysteresisch ongeveer 1 °C. Verlaagt men de onderste weerstand tot 56 Ω, dan daalt de hysteresisch tot ongeveer 0,5 °C.

Pen 13 gaat laag als de MOSFET aangestuurd wordt. Deze uitgang kan dus gebruikt worden als indicatorbesturing van de LED.

De MOSFET BUZ10A kan maximaal 12 A verwerken bij een maximale spanning van

3.34 Peltier elementen

50 V. In deze toepassing bedraagt de maximale stroom 5 A en de maximale spanning 14 V, zodat de MOSFET zonder problemen in deze schakeling toegepast kan worden. De geleidingsweerstand van de transistor bedraagt bij normale omgevingstemperaturen slechts 0,11 Ω! Het vermogen dat in de MOSFET wordt gedissipeerd blijft daardoor beperkt tot ongeveer 3,5 W!

Het Peltier element moet in een van de zijden van de koelbox worden gemonteerd en wel zo dat alleen de koude kant in de te koelen ruimte zit en de warme kant op geen enkele manier in thermisch contact staat met de te koelen ruimte. De warme kant moet voorzien worden van een zo groot mogelijk koelprofiel. In het schema wordt uit de accu-spanning een ventilator gestuurd, die zorgt voor extra koeling van de warme zijde van het element.

Een temperatuurkamer voor fysische experimenten

In het Engelse tijdschrift "Electronics and Wireless World" werd een schakeling beschreven voor het besturen van een kleine temperatuurkamer. In deze kamer kunnen allerlei experimenten worden uitgevoerd, waarbij de temperatuur een belangrijke rol speelt. De temperatuurkamer kan zowel gekoeld als verwarmd worden, waarvoor een Peltier element met een thermisch vermogen van 75 W wordt ingeschakeld.

Bij deze schakeling wordt wél proportioneel geregeld. Dat wil zeggen dat de stroom die door het Peltier element wordt gestuurd, afhankelijk is van het verschil tussen de in de kamer heersende temperatuur en de gewenste temperatuur. Hoe groter dit verschil, hoe meer stroom er door het element wordt gestuurd. Neemt het temperatuurverschil af, dan zal ook de stoom dalen. Het gevolg van deze proportionele regeling is dat de kamer veel nauwkeuriger op de ingestelde temperatuur wordt gehouden dan mogelijk is met een simpele aan/uit-regeling.

Het volledige schema van de elektronica is getekend in figuur 3/3.34-6.

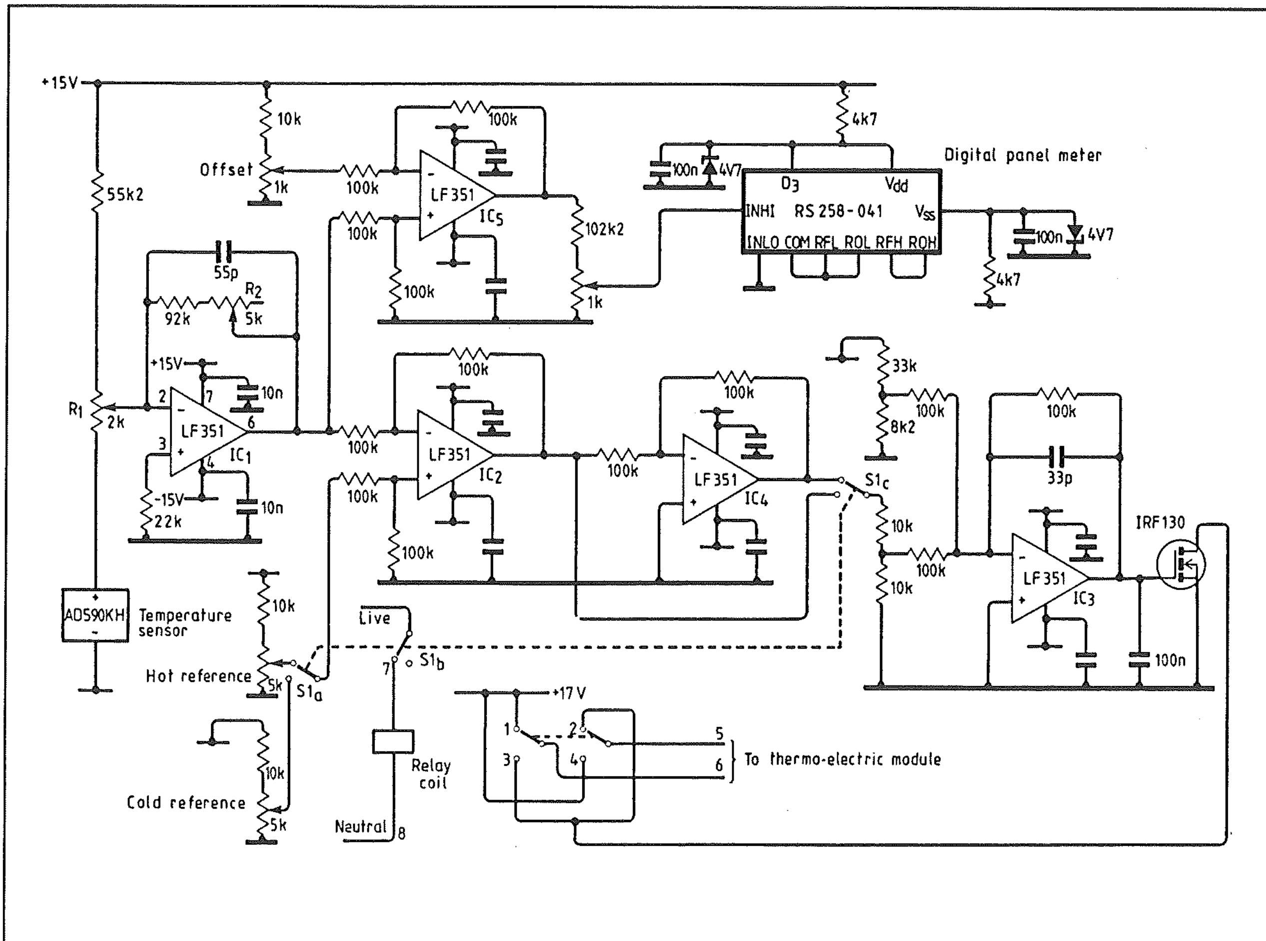
Als temperatuursensor wordt gebruik gemaakt van een AD590KH van Analog Devices. Deze sensor werkt als een stroombron, die een stroom trekt van 1 μA per graad Kelvin. De eerste op-amp LF352 zet deze stroom om in een uitgangsspanning. Met behulp van de twee instelpotentiometers R1 en R2 kan men de schakeling ijken op een uitgangsspanning van 100 mV per graad Celsius.

Deze uitgangsspanning wordt enerzijds gebruikt voor het aansturen van een digitale paneelmeter en anderzijds voor het aansturen van het Peltier element. Het bovenste deel van de schakeling stuurt de meter. De operationele versterker IC5 zet de uitgangsspanning van de sensorschakeling om naar het juiste bereik voor het sturen van de paneelmeter RS258-041. Dit is een typisch Engels product, maar kan uiteraard vervangen worden door gelijk welke paneelmeter.

De operationele versterker IC2 is geschakeld als een verschilversterker. De schakeling berekent het verschil tussen de uitgangsspanning van de sensor-schakeling en een spanning die geleverd wordt door een van twee potentiometers.

Met deze twee potentiometers kan men de minimale en de maximale temperatuur van de temperatuurkamer instellen. Door middel van de omschakelaar S1 kan men kiezen voor "koelen" of voor "verwarmen".

3.34 Peltier elementen



Figuur 3/3.34-6: Het schema van een elektronische regeling voor een experimentele temperatuurkamer.

Staat het systeem ingesteld op "koelen", dan gaat de verschilspanning uit IC2 rechtstreeks naar IC3, die de MOSFET stuurt. Schakelt men om naar "verwarmen", dan wordt de operationele versterker IC4 tussen geschakeld. Deze op-amp is geschakeld als omkeerversterker met versterking van -1.
De operationele versterker IC3 stelt de MOSFET IRF130 zo in, dat de stroom door het Peltier element varieert tussen 9 A en 0 A.

Het omschakelen tussen "koelen" en "verwarmen" gebeurt met de schakelaar $S1_b$. Deze schakelt een relais in of uit en de twee omschakelcontacten van dit relais polen de aansluitingen (5 en 6) van het Peltier element om.

"Icecap's"

Inleiding

Een speciale toepassing van Peltier elementen, die tegenwoordig erg in de belangstelling staat, mag niet onvermeld blijven. Zoals reeds gezegd in de inleiding ontstaan er langzaam maar zeker nogal wat problemen met het in zeer ingewikkelde IC's opgewekte thermische vermogen. Wie bijvoorbeeld een 80486 computer die werkt met een klokfrequentie van

3.34 Peltier elementen

50 MHz heeft, zal vaststellen dat de processor-chip zeer heet wordt. Nu is dat op zich niet zo'n probleem, de chip kan deze hoge temperatuur best verdragen. Een groter probleem is dat de chip bij het in- en uitschakelen van de computer steeds een thermisch proces van opwarmen of afkoelen doorloopt. De chip zet dus steeds uit of krimpt dus steeds in, hetgeen op de lange termijn tot defecten in de chip kan voeren. Dit probleem is alleen op te lossen door er voor te zorgen dat de temperatuur van de chip niet tot de normale (ongekoelde) bedrijfstemperatuur kan stijgen. Het uitzetten en weer inkrimpen van de chip wordt daardoor minder, met uiteraard minder kans op beschadigingen.

De "ice-cap's"

Door diverse fabrikanten worden nu speciale Peltier elementen in de handel gebracht, voorzien van een ingebouwde elektronische regeling. Deze elementen zijn zo gefabriceerd, dat zij zeer eenvoudig op de behuizing van een processor-chip zijn te bevestigen. Het geheel kan gevoed worden uit de systeemvoeding van de computer.

In figuur 3/3.34-7 is een van deze zogenoemde "ice-cap's" voorgesteld.

Dit apparaatje meet 41 x 41 x 18 mm^3 en kan met meegeleverde thermisch geleidende lijm op het oppervlak van de processorbehuizing gekleefd worden.
Deze uitvoering is speciaal ontworpen voor het koelen van 80486-processoren die op 35 of 50 MHz draaien. Deze "ice-cap" kost ongeveer *f* 200,00 en wordt geleverd door de Duitse firma Rehm Computer, telefoon 08329 - 6307.

De firma Peter Kiehl uit het Duitse Schwerte levert een soortgelijk apparaatje dat slechts DM 99,00 kost. Deze "Intercooler PC" is leverbaar voor 80286-, 80386- en 80486-processoren.



Figuur 3/3.34-7: Een van de leverbare "ice-cap's", speciaal ontwikkeld voor het koelen van een 80486 processor.

3.34 Peltier elementen

3/3.35

Zonnecellen

De zon als energiebron

Inleiding

De milieu-crisis, waaraan onze aarde schijnt ten onder te gaan, heeft het zoeken naar "schone energie" volop in de belangstelling geplaatst. Energie uit fossiele brandstoffen verontreinigt onze atmosfeer, energie uit kernfusie blijkt in de praktijk zo gevaarlijk dat deze methode als serieus alternatief niet in overweging komt. Voor "witte energie", rechtstreekse winning van elektriciteit uit water-, wind- of getijdenkracht, heeft niet ieder land de juiste geografie. Nu bestaat er nog een ander alternatief om zonder verbranding van brandstoffen energie te winnen: het rechtstreeks omzetten van de energie van de zon in elektriciteit. Dat kan men behulp van zonnecellen, in principe gewone halfgeleiders, te vergelijken met siliciumdioden.

Er zijn wereldwijd reeds diverse experimenten uitgevoerd, waaruit blijkt dat het binnen niet al te lange tijd mogelijk moet zijn om niet al te grote traditionele elektrische centrales te vervangen door "winningsparken", grote velden vol zonnecellen die vermogens van honderden MW zullen kunnen leveren.

Op dit moment zijn zonnecellen al uitermate geschikt voor niet al te grote energiebehoeften op zeilboten, in afgelegen tuinhuisjes en zelfs in energiezuinige woonhuizen. Bovendien zijn de prijzen van zonnecellen en -panelen de laatste jaren dramatisch gedaald en de energieopbrengst even dramatisch gestegen. Voor de actieve doe-het-zelver ligt hier dus een machtig interessant experimenteerterrein!

In dit hoofdstuk wordt een overzicht gegeven van alle aspecten van de technologie van zonnecellen, zoals de winning van energie uit de zon, de werking van zonnecellen, de soorten zonnecellen en de praktijk van het inrichten van een zonnecel-installatie. Vooral bij dit laatste punt kan de elektronica hobby-ist zijn of haar hobby uitleven!

De zonne-energie

De zon is de enige energieleverancier van de aarde. De energie van de zon ontstaat door kernfusie-processen in de kern van de zon, waarbij twee waterstof atomen als gevolg van de extreem hoge druk en temperatuur worden omgezet in één helium atoom. Bij dit proces treedt een klein zogenoemd "massa-defect" op. De massa van de ontstane helium kern is iets kleiner dan de som van de massa's van de twee samengesmolten waterstof kernen. Dit verschijnsel is absoluut niet te verklaren als men over atomen denkt volgens het traditionele Bohrse model: kleine planeetstelseltjes opgebouwd uit "harde" bolletjes materie,

3.35 Zonnecellen

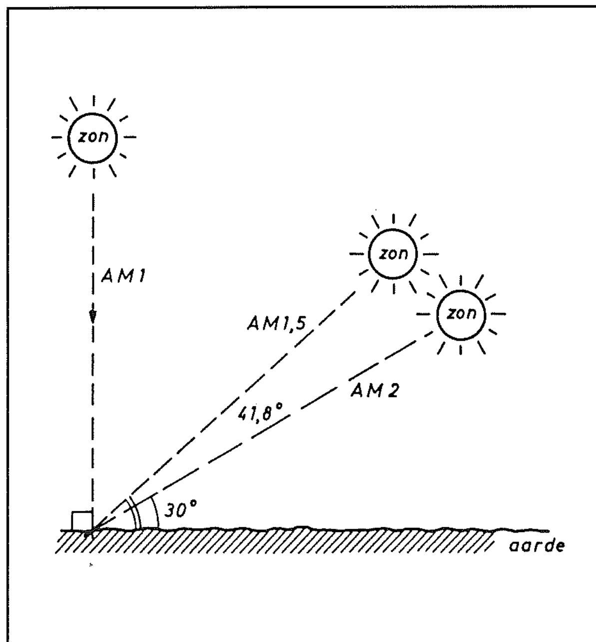
genaamd proton, neutron en elektron. Als men echter over een atoom nadenkt volgens de ideeën van de golfmechanica, waarin de deeltjes als golfverschijnselen worden beschouwd met energieën die rechtstreeks gerelateerd zijn aan hun golflengten, dan past dat plotseling verdwijnen van massa heel erg goed in de theorie. Hoe dan ook, er verdwijnt materie en uit de beroemde wet van Einstein, namelijk $E = m \cdot c^2$, kan men afleiden dat deze zeer kleine hoeveelheid verdwenen massa in een enorme hoeveelheid energie wordt omgezet! De factor c is immers de snelheid van het licht en gelijk aan ongeveer 300.000 km/s. Van deze enorme hoeveelheid energie bereikt slechts een hele kleine fractie de aarde onder de vorm van elektromagnetische straling. Toch straalt de zon doorlopend een vermogen van niet minder dan 10^{37} W naar de aarde, hetgeen overeen komt met een jaarlijkse hoeveelheid energie van $0{,}88 \cdot 10^{15}$ MWh (MegaWattUur). Dit is ongeveer 10.000 keer meer dan het jaarlijkse elektriciteitsverbruik van de gehele aarde!
Slechts een heel klein deel van deze enorme hoeveelheid energie kan echter voor zonnecel-installaties gebruikt worden.
Van de invallende zonne-energie wordt ongeveer 31 % gereflecteerd door de dampkring en dit deel bereikt dus nooit het oppervlak van de planeet. Een portie van ongeveer 47 % wordt gebruikt voor het opwarmen van het oppervlak van de aarde en dit deel wordt 's nachts weer door de aarde uitgestraald. De rest, ongeveer 22 %, wordt hoofdzakelijk verbruikt in de zogenoemde "regencyclus", die het water van de oceanen doet verdampen, omzet in wolken en nadien weer onder de vorm van regen of sneeuw terug op de aarde doet belanden. Ongeveer 0,2 % van de zonne-energie wordt verbruikt in het belangrijke biologische proces dat "fotosynthese" wordt genoemd. Dat is het proces waarmee planten onder invloed van de zonne-energie hun bladeren kunnen laten groeien en dat in feite de basis vormt van de volledige voedselcyclus op deze planeet.

De zonne-intensiteit

Wil men de zonne-energie nuttig gebruiken, dan moet men eerst een idee hebben van de hoeveelheid stalingsintensiteit die het oppervlak van de aarde bereikt.
Buiten de dampkring heeft de zonnestraling een gemiddelde intensiteit van 135 mW/cm^2. Dat is heel erg veel, want dat betekent dat er op iedere m^2 een energie valt van niet minder dan 1,35 kW! Maar het overgrote deel van dit vermogen wordt geabsorbeerd of teruggekaatst door de dampkring. Voor de absorbtie zijn voornamelijk moleculen van water (H_2O), zuurstof (O_2), ozon (O_3) en koolstofdioxyde (CO_2) verantwoordelijk. Uiteraard speelt ook de aanwezigheid van een wolkendek een grote rol bij het bepalen van de hoeveelheid zonne-intensiteit die op het aardoppervlak ter beschikking staat.
Men heeft kunnen aantonen dat de intensiteit op het oppervlak van de planeet gegeven wordt door de formule:
$E = E_0 \cdot e^{-ax}$ (mW/cm^2)
In deze formule is:
- E_0:
  de intensiteit buiten de dampkring, dus de reeds genoemde 135 mW/cm^2;
- a:
  de afstand die het zonlicht binnen de atmosfeer moet afleggen;
- x:
  de verzwakking van de intensiteit als gevolg van de demping door de atmosfeer.

3.35 Zonnecellen

Op zeeniveau, bij heldere hemel en loodrechte stralingsinval, kan men een maximale intensiteit van ongeveer 106 mW/cm^2 verwachten.



Figuur 3/3.35-1: De stralingsintensiteit varieert onder invloed van de invalshoek van de zonnestraling.

De verdeling van de intensiteit

Uit de gegeven formule blijkt dat de afstand die de zonnestraling door de atmosfeer moet afleggen, niet erg veel invloed heeft op de oppervlakte intensiteit. Hoe vreemd het ook mag klinken, er is niet eens zo erg veel verschil tussen de intensiteit op de evenaar of deze op de lage landen bij de zee! Denk er aan dat de hitte, waarvoor de menselijke huid zeer gevoelig is, alleen wordt veroorzaakt door de infrarode delen uit de zonnestraling! Deze vormen echter, zoals later zal blijken, maar een klein gedeelte van de volledige intensiteit van de zonnestraling.

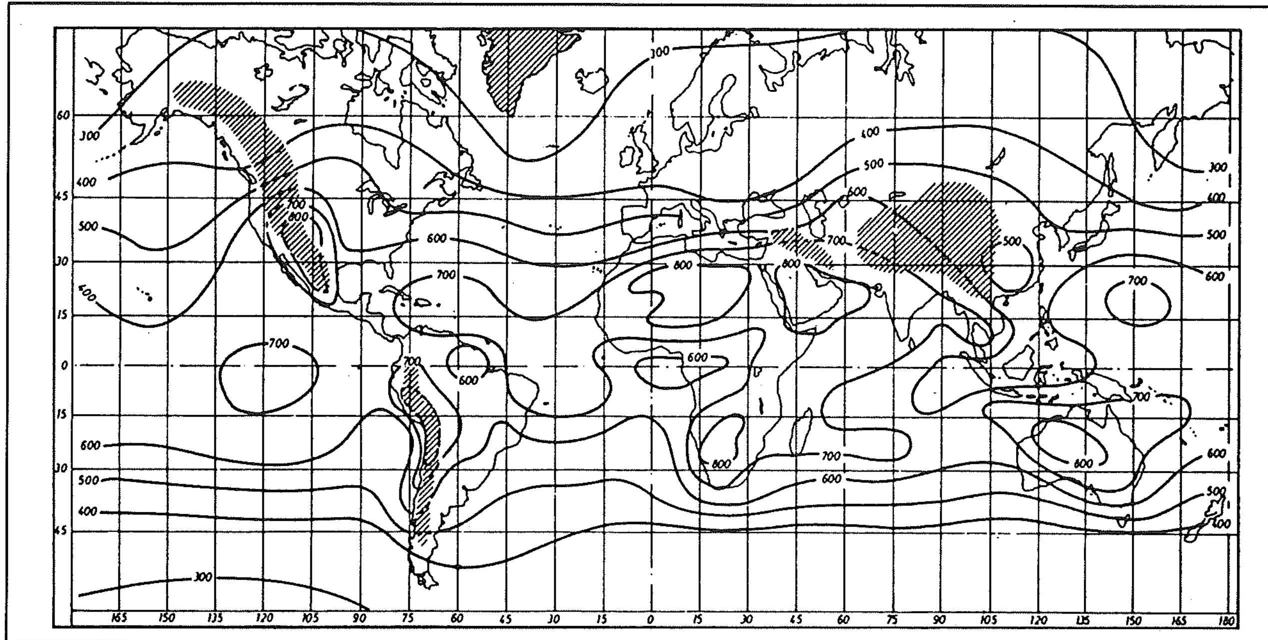
In feite bestaat er slechts een factor twee verschil tussen de intensiteit op de evenaar in die in West-Europa, zoals blijkt uit het schemaatje dat in figuur 3/3.35-1 wordt voorgesteld.
In de situatie AM1, loodrechte inval op de evenaar, bedraagt de maximale oppervlakte intensiteit ongeveer 106 mW/cm^2. In de Europese situatie AM2, waarbij de zon onder een hoek van 60° staat, is de oppervlakte intensiteit terug gevallen tot ongeveer 88 mW/cm^2. In de lage landen bij de zee bedraagt de gemiddelde intensiteit 70 tot 80 mW/cm^2.

In figuur 3/3.35-2 is dit verschijnsel op een andere manier in beeld gebracht. Op deze wereldkaart is de gemiddelde jaarlijkse energie-instraling van de zon op het aardoppervlak getekend, voor de afwisseling deze keer uitgedrukt in kJ/cm^2. 1 kJ/cm^2 komt overeen met 0,32 W/m^2. Uit deze kaart blijkt dat de grootste gemiddelde intensiteit (800 kJ/cm^2) wordt gemeten in de zeer droge gedeelten van de aarde, zoals de Sahara, de Golfstaten en het binnenland van Australië. In West-Europa valt de gemiddelde intensiteit terug tot 300 á 400 kJ/cm^2.

De opbrengstfactor

De tot nu toe genoemde grootheden in W/cm^2 of kJ/cm^2 zeggen uiteraard niet erg veel. Vandaar dat men een nieuw begrip heeft ingevoerd, zo zogenoemde "opbrengstfactor". Dit getal geeft de gemiddelde energie in Watt-uur per dag, dat men uit een zonnepaneel met een piekvermogen van 1 W mag verwachten. Let wel dat deze getallen gemiddelden geven die experimenteel bepaald zijn over de periode van één jaar! In de tabel van figuur 3/3.35-3 zijn de opbrengstfactoren op enige plaatsen in Europa samengevat.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-2: De jaarlijkse gemiddelde zonne-energie, die op het aardoppervlak invalt, uitgedrukt in kJ/cm^2.

Lokatie	opbrengstfaktor
Zeeland	3,6
Waddeneilanden	3,8
Bretagne	3,4
Bordeaux	3,9
Riviera	4,6
Algarve (Portugal)	4,7
Zuid-Italie	4,4
Griekse archipel	4,2
Oostenrijk	3,5
Schotland	3,1

Figuur 3/3.35-3: De opbrengstfactoren op enige plaatsen in Europa.

Als men dus in Zeeland een zonnecel-installatie met een vermogen van 10 W zou oprichten, dan zou deze installatie een gemiddeld vermogen van 36 Wh/dag opleveren. Uiteraard zal de reële opbrengst in een zwaar bewolkte herfstweek heel wat minder zijn dan dit gemiddelde en in een zeer hete stralende zomerweek heel wat meer! Vandaar dat het bij het inrichten van een zonnecel-installatie zo belangrijk is dat er goede voorzieningen worden getroffen om de energie op te slaan en te bufferen.

Energieverbruik van apparatuur

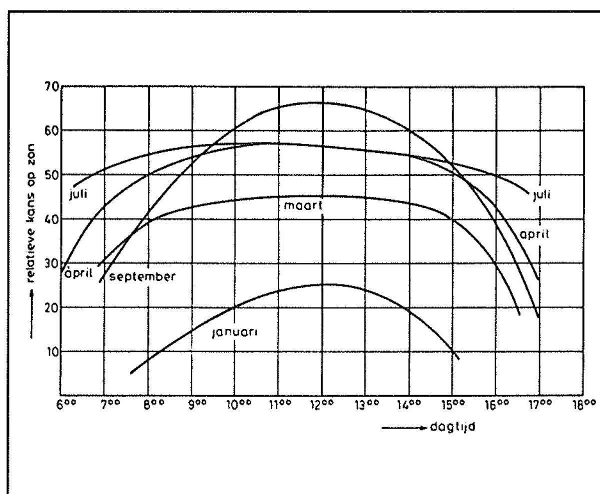
Ook de opbrengstfactor zegt op zich nog niet zo erg veel.
Is een opbrengst van 36 Wh/dag voor een specifieke toepassing voldoende of niet? Het antwoord op een dergelijke vraag kan gegeven worden aan de hand van de gegevens in de tabel van figuur 3/3.35-4.

In deze tabel is het energieverbruik gegeven van vaak gebruikte apparatuur die uit 12 V gelijkspanning gevoed kan worden. Een draagbare radio verbruikt bijvoorbeeld 18 Wh. Een dergelijk apparaat zou dus twee uur per dag kunnen spelen op de voorbeeld-installatie met een zonnepaneel vermogen van 10 W die in Zeeland geïnstalleerd zou worden.

3.35 Zonnecellen

APPARAAT	VERMOGEN	ENERGIEVERBRUIK (KwH)		
		1 uur	2 uur	4 uur
Radio	18 W	0,018	0,036	0,072
Televisie	40 W	0,04	0,08	0,16
TL-balkje	20 W	0,02	0,04	0,08
Waterpomp	250 W	0,25	0,50	1,00
Verwarm.pomp	50 W	0,05	0,10	0,20
Koelkast	150 W	0,15	0,30	0,60

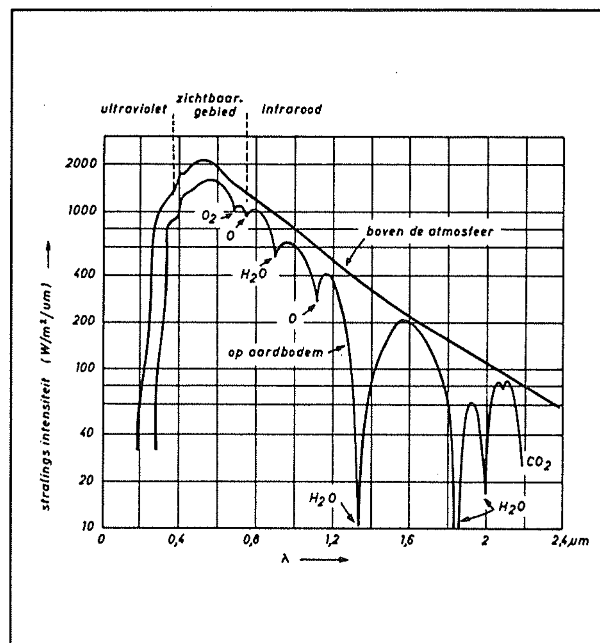
Figuur 3/3.35-4: Het energieverbruik in kWh van vaak gebruikte 12 V apparatuur.



Figuur 3/3.35-5: De kans op zonlicht in Nederland voor diverse maanden van het jaar.

Het aantal zonne-uren per dag

Het zal duidelijk zijn dat de opbrengstfactor als zeer gemiddelde factor gezien moet worden. De intensiteit van de zonnestraling hangt bijvoorbeeld heel erg af van de bewolking van de hemel. Nu denkt men wel eens dat Nederland een land is waar het vaker bewolkt is dan niet. Zuiver meteorologisch gezien klopt dat niet. In figuur 3/3.35-5 is de kans op zonlicht voor diverse maanden van het jaar getekend. Uit deze grafiek blijkt dat zelfs in de wintermaand januari de kans op zonlicht rond de middag gelijk is aan 25 %!



Figuur 3/3.35-6: Het frequentiespectrum van de zon.

Het frequentiespectrum van de zon

De energie van de zon uit zich onder de vorm van elektromagnetische straling. Voor een klein deel ligt deze straling in het beperkte golflengtegebied waarvoor het menselijke oog gevoelig is. Het grootste deel ligt echter in het ultraviolette en infrarode gebied. Zoals uit de grafiek van figuur 3/3.35-6 blijkt bestaat er een tamelijk groot verschil tussen het frequentiespectrum van de zonne-energie vóór en na penetratie van de dampkring.

Het lijkt erop alsof de dampkring als een soort ingewikkeld afgestemd filter werkt. Dat is ook zo, want verschillende golflengtes worden door in de dampkring aanwezige gassen, zoals waterdamp H_2O, koolstofdioxyde CO_2 en zuurstof O_2, geabsorbeerd.

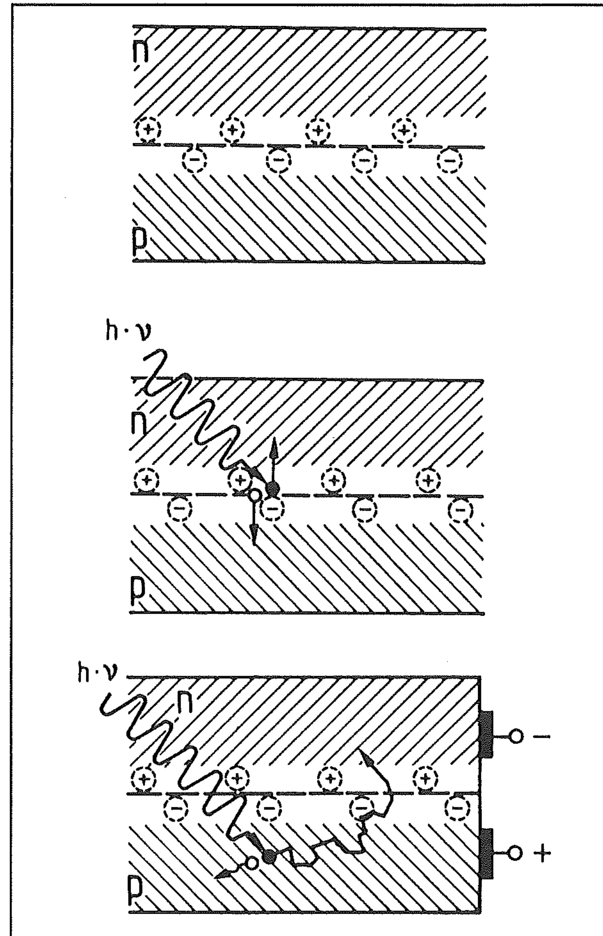
Bij de ontwikkeling van zonnecellen is het uiteraard van het allergrootste belang om het spectrum van de zon te kennen. Het

3.35 Zonnecellen

heeft bijvoorbeeld weinig zin zonnecellen te ontwerpen, die het grootste rendement zouden hebben bij een golflengte van 1,35 µm. Die frequentie wordt, zoals uit de grafiek blijkt, volledig door de watermoleculen geabsorbeerd!

Zonnecellen

Fysische werking
Zonnecellen werken volgens het natuurkundig principe dat "foto-voltaisch effect" wordt genoemd en reeds in 1839 ontdekt werd door de fysicus A. E. Becquerel. Op dat moment kon men echter met dit effect erg weinig in de praktijk beginnen. Nu ligt dat heel anders!
Zonnecellen zijn eigenlijk eenvoudige halfgeleiders, net zoals dioden of transistoren. Zonnecellen bestaan uit een enkelvoudige n/p-overgang, zoals getekend in de bovenste schets van figuur 3/3.35-7.
Stel dat gebruik wordt gemaakt van silicium als basismateriaal. Een zonnecel wordt dan gemaakt door een uiterst dun plaatje silicium (200 á 400 µm dikte) aan weerszijden te doteren met een donor- en een acceptor-materiaal. Silicium is een stof die vier vrije elektronen heeft. Als nu aan een zijde wordt gedoteerd met een stof die slechts drie vrije elektronen heeft en aan de andere zijde met een stof die vijf vrije elektronen heeft, wordt het ladingsevenwicht in het plaatje silicium verstoord. Aan de ene kant ontstaat een overschot aan vrije elektronen, aan de andere kant een tekort. Er ontstaan in het plaatje twee gebieden waarin zich zogenoemde "vrije ladingsdragers" bevinden. Aan de ene kant zijn dat uiteraard de negatief geladen elektronen, voorgesteld door de cirkeltjes met een - er in.



Figuur 3/3.35-7: De fysische werking van een zonnecel.

Aan de andere kant zijn dat de zogenoemde "gaten", plaatsen waar elektronen ontbreken en die een positieve lading hebben. Deze vrije ladingsdragers worden voorgesteld door een cirkeltje met een + er in. Nu zouden de vrije elektronen best willen migreren naar het gebied met positieve vrije ladingsdragers. Daarvoor moet echter een energie-barrière overwonnen worden en de vrije elektronen hebben daarvoor te weinig energie. De grootte van die barrière is alleen afhankelijk van de atomaire samenstelling van het materiaal. Het gevolg is dat er op de grenslaag tussen de n- en p-zônes een elektrisch veld ontstaat.

3.35 Zonnecellen

Stel nu dat er, zoals getekend in het middelste schetsje van figuur 3/3.35-7, zonnestraling invalt op de zonnecel. Volgens de quantummechanica kan elektromagnetische straling voorgesteld worden als een stroom fotonen. Dat zijn imaginaire deeltjes die een energie hebben die afhankelijk is van de golflengte van de straling. Als zo'n foton invalt op de sperlaag van de zonnecel, dan kan het gebeuren dat er een botsing ontstaat tussen het foton en de gedoteerde siliciumstructuur. Door deze botsing wordt een elektron uit een atoom bevrijd. Dat nu vrije elektron neemt de volledige energie van het foton over. Dat is een gevolg van de quantummechanica, die stelt dat energie alleen in bepaalde quanten of hoeveelheden kan voorkomen en uitgewisseld worden. Het foton houdt dan op te bestaan, men zegt dat het volledig geabsorbeerd is door het elektron. Daardoor krijgt het elektron voldoende energie om door de ladingsbarrière heen te breken en een positief gat op te vullen. Natuurlijk gebeurt dit proces niet eenmalig, maar miljarden keer zolang er fotonen op de zonnecel vallen. Op deze manier ontstaat er een continue stroom van vrije ladingsdragers, die tot gevolg heeft dat er ook door de op de zonnecel aangesloten belasting een elektronenstroom gaat vloeien. Het vloeien van de stroom heeft tot gevolg dat er over de zonnecel een spanning ontstaat. Immers, er bestaat geen stroom zonder spanning en vice versa!

De spectrale gevoeligheid van zonnecellen

De spectrale gevoeligheid van een zonnecel hangt af van het materiaal waaruit de cel gemaakt is. Zoals reeds beschreven moet een vrije ladingsdrager een bepaalde energiebarrière overwinnen. Bij silicium bedraagt deze barrière 1,1 eV (elektronVolt). Tussen de energie van een foton en de golflengte ervan bestaat de volgende relatie:
$\lambda = 1{,}24 / E$
Hierin staat λ voor de golflengte in µm en E voor de energie in eV. Uit deze formule kan men afleiden dat de golflengte van de op een silicium zonnecel invallende fotonen gelijk moet zijn aan 1,1 µm. Fotonen met langere golflengten hebben een te kleine energie-inhoud om vrije ladingsdragers over de barrière te helpen. Fotonen met kleinere golflengten dringen te diep in het materiaal door (zie onderste schets van figuur 3/3.35-7), waardoor de kans groot is dat een losgeslagen elektron zich weer met een atoom verenigt alvorens het door de barrière is gedrongen.

Soorten zonnecellen

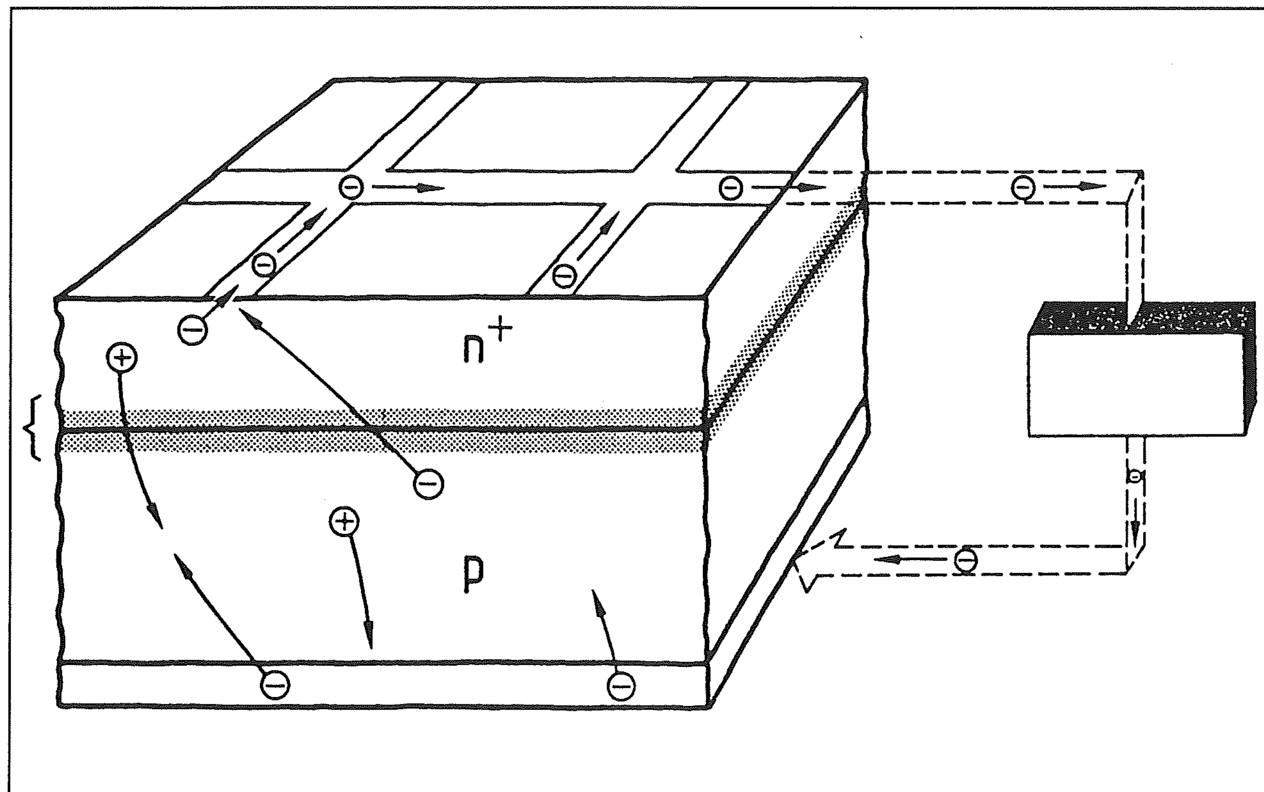
In de loop der jaren zijn verschillende typen zonnecellen ontwikkeld. De voornaamste soorten zijn:
- cellen uit monokristallijn silicium;
- cellen uit polykristallijn silicium;
- cellen uit amorf silicium;
- cellen met als basismateriaal koper/cadmiumsulfide;
- cellen met als basis galliumarsenide;
- cellen met als basis cadmium/seleen.

In de volgende paragraafjes worden deze soorten in het kort besproken.

Cellen uit monokristallijn silicium

Deze cellen bestaan uit een plakje van 200 á 400 µm dikte, dat uit een zeer zuiver en groot gegroeid kristal van silicium is geslepen. Na het doteren van de plakjes met donor- en acceptor-materialen wordt er, zie figuur 3/3.35-8, aan weerszijden een metalen elektrode op opgedampt. De twee elektroden kunnen worden aangesloten op een verbruiker.

3.35 Zonnecellen



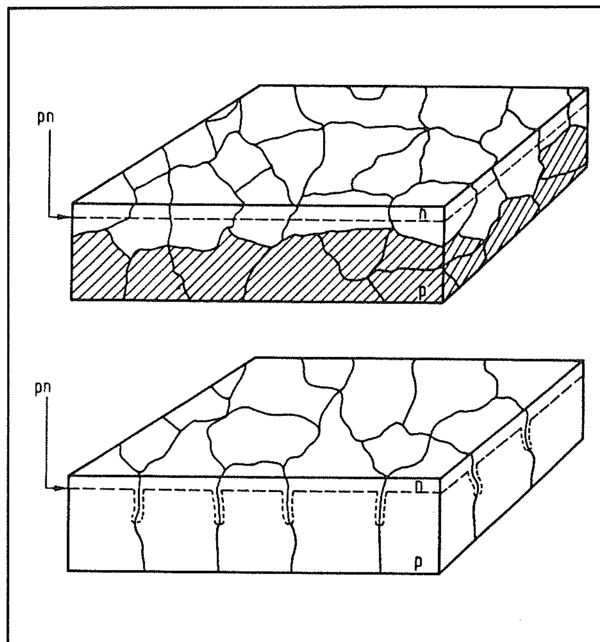
Figuur 3/3.35-8: De samenstelling van een zonnecel uit monokristallijn silicium.

Omdat het uiteraard de bedoeling is dat de fotonen zo ongehinderd mogelijk in het silicium kunnen invallen, bestaat de bovenste elektrode uit een kam- of rastervormige structuur van uiterst dunne baantjes opgedampt metaal.
De onderste elektrode zorgt voor de reflecterende eigenschappen van de cel. Dat is noodzakelijk voor het verhogen van het rendement. Energierijke fotonen dringen door tot deze onderste elektrode en worden teruggekaatst naar de silicium chip. Zonder de hoogreflecterende eigenschappen van de onderste elektrode zouden deze fotonen niet worden teruggekaatst, maar worden geabsorbeerd door de elektrode. Het gevolg zou zijn dat de zonnecel zeer warm wordt, hetgeen niet gunstig is. Om de een of andere fysische reden neemt namelijk het rendement van zonnecellen met 0,5 % af per graad temperatuursverhoging! Zonnecellen moeten dus zo koel mogelijk toegepast worden.
Zonnecellen uit monokristallijn silicium hebben een zeer hoog rendement van rond de 15 %, maar zijn zeer duur en kwetsbaar.
De hoge prijs is een gevolg van het feit dat het nog steeds zeer moeilijk is zeer zuivere monokristallijne kristallen te trekken uit vloeibaar silicium.

Cellen uit polykristallijn silicium

Als men gesmolten silicium zonder speciale maatregelen laat stollen ontstaan zeer grillig gevormde kristallen.
Als men nu in dit materiaal doteringen zou aanbrengen, ontstaat een zeer grillige scheidingslijn tussen het n- en het p-materiaal, zie bovenste tekening van figuur 3/3.35-9.

3.35 Zonnecellen

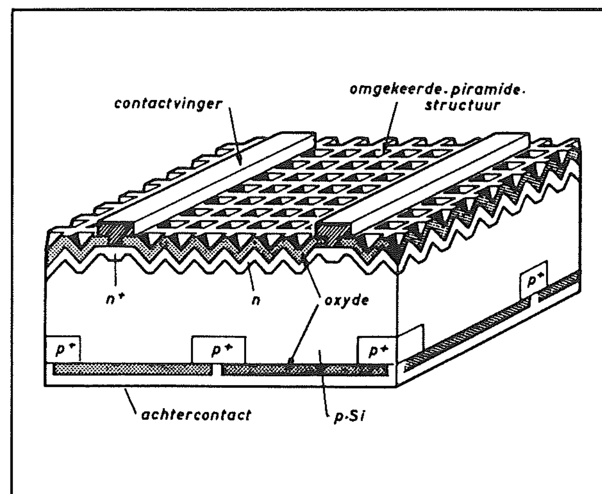


Figuur 3/3.35-9: Het vormen van zonnecellen uit polykristallijn silicium.

Hoewel dergelijke cellen goedkoop te produceren zijn zou het rendement, vanwege deze grillige scheidingslijn, onaanvaardbaar laag zijn. Door echter het stollen te laten verlopen volgens een zeer nauwkeurig geregelde temperatuurcyclus kan men de kristalgroei onder controle houden. Er ontstaat dan, na dotering, een tamelijk gladde laag (zie onderste tekening in figuur 3/3.35-9), waardoor het rendement van dergelijke zonnecellen vergelijkbaar wordt met dat van de veel duurdere monokristallijne zonnecellen.

Verbeterde kristallijne cellen

Het grote nadeel van kristallijne cellen is dat zij zeer kwetsbaar zijn. Vandaar dat deze cellen nogal wat mechanische nabewerkingen moeten ondergaan om de harde praktijk te overleven. Bovendien absorberen deze cellen maar een gedeelte van het invallende licht, waardoor een deel van de theoretisch mogelijke opbrengst verloren gaat.



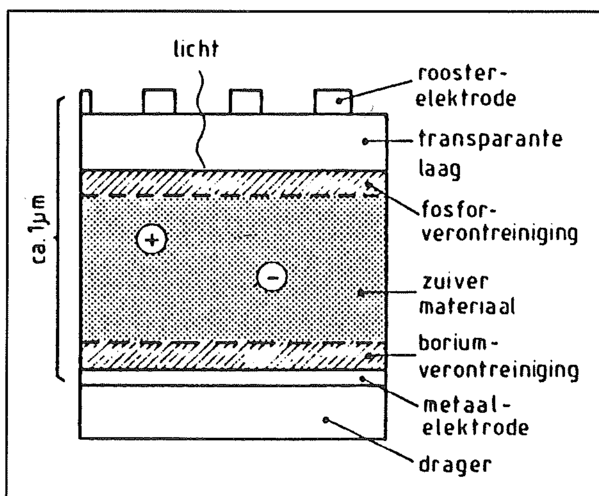
Figuur 3/3.35-10: Een kristallijne cel van de jongste generatie met een rendement van 28 %.

Maar de technologische ontwikkelingen staan uiteraard niet stil! Bij Siemens is men er in geslaagd kristallijne cellen te vervaardigen met een praktisch rendement van niet minder dan 28 %. De samenstelling van dergelijke cellen is getekend in figuur 3/3.35-10.
Kenmerk van deze cellen is de vrij ingewikkeld oppervlaktestructuur. Deze bevat miljoenen zeer kleine uitsparingen onder de vorm van omgekeerde pyramides. Hierdoor ontstaat een grotere effectieve lichtinval bij gelijkblijvende afmetingen. De bovenlaag van de cel is nog eens extra afgedekt met een anti-reflecterende film, die er voor zorgt dat de reflectieverliezen tot een minimum gereduceerd worden. Ook de bovenste contactvingers zijn speciaal vormgegeven, zodat verliezen door schaduwen zo veel mogelijk vermeden worden. Bovendien worden beide zijden van de cel nog eens voorzien van een dunne laag zuiver siliciumoxide, waardoor ongewenste recombinaties van ladingsdragers aan de oppervlakte van de cel worden tegengewerkt. Tot slot worden de cellen aangebracht op een stevige dra-

3.35 Zonnecellen

ger, waardoor de breekbaarheid een stuk kleiner wordt.
Het zal wel duidelijk zijn dat al deze extra constructieve stappen tot gevolg hebben dat deze cellen zeer prijzig zijn.

Cellen uit amorf silicium
Als men gasvormig silicium laat condenseren op een koude drager, zullen de Si-moleculen zich niet tot kristallen verenigen, maar zal er een amorf laagje stof op de drager neerslaan. Deze amorfe structuur bestaat uit een uiterst fijn en gelijkmatig laagje silicium moleculen, te vergelijken met koolstofpoeder. Bij het neerslaan van het gasvormige silicium kan men bovendien in één procesgang doteren met doner- en met acceptormateriaal. Het volstaat op de juiste momenten gasvormige atomen van deze stoffen toe te voegen aan het gasvormige silicium. De samenstelling van een amorfe zonnecel is getekend in figuur 3/3.35-11.



Figuur 3/3.35-11: De samenstelling van een amorfe zonnecel.

Eerst wordt de onderste metalen elektrode op de drager opgedampt. Nadien wordt een laagje met borium gedoteerd silicium opgedampt. Daarboven komt een laagje zuiver silicium, gevolgd door een laagje met fosfor gedoteerd silicium. Op deze manier ontstaat de halfgeleidende structuur van de cel. Het geheel wordt afgeschermd met een transparant geleidend laagje, waarop via foto-chemische technieken het kamvormige patroon van de bovenste elektrode wordt geëtst.
De gehele constructie, die overigens niet dikker is dan één duizendste van een millimeter (1 µm), kan in weinig stappen geproduceerd worden. Vandaar dat amorfe cellen erg goedkoop gemaakt kunnen worden.
Door de amorfe, doffe structuur van het materiaal wordt veel meer invallend licht geabsorbeerd en weinig teruggekaatst. Toch is het rendement laag, gemiddeld 7 á 9 %.
Bovendien hebben amorfe cellen een heel groot nadeel. Het rendement is niet constant, maar neemt in de loop der tijd behoorlijk af. Deze daling van het rendement is onder meer afhankelijk van de lichtintensiteit waaraan de cel wordt blootgesteld en kan meer dan 30 % bedragen! Vandaar dat deze cellen niet voor "serieuze" energiewinning in aanmerking komen, maar toegepast worden in minder kritische toepassingen, zoals rekenmachientjes die rechtstreeks gevoed worden uit zonnecelletjes.

Cellen uit koper/cadmiumsulfide
Dergelijke cellen met als basis Cu_2CdS verkeren nog in het laboratoriumstadium, maar hebben veelbelovende eigenschappen. Het rendement is weliswaar niet hoog (5 %), maar het maximale te genereren vermogen per oppervlakte-eenheid is veel hoger dan bij cellen uit silicium. Zo zijn er experimentele cellen gemaakt met een oppervlak van 7 bij 7 cm,

die een elektrisch vermogen van ongeveer 250 mW kunnen leveren. Dat is veel meer dan waartoe silicium-cellen in staat zijn.

Cellen uit galliumarsenide
Dit uit de LED-technologie bekende materiaal GaAs lijkt erg bruikbare eigenschappen te hebben voor toepassing bij zonnecellen. Het rendement kan oplopen tot 25 %, waarbij het gegenereerde elektrische vermogen meer dan lineair stijgt met de stralingsintensiteit. Vandaar dat deze cellen veelbelovend zijn voor die gebieden op aarde die nogal aan hoge zonnelicht-concentraties bloot staan, zoals woestijnen.
Een ander voordeel dat pleit voor gebruik van dergelijke cellen in woestijnachtige gebieden is dat GaAs veel minder last heeft van verlies van rendement bij stijgende temperatuur. De cellen moeten dus veel minder gekoeld worden dan Si-cellen. Het grote nadeel van GaAs is echter dat het een zeer giftige stof is die bovendien zeer zeldzaam is.

Cellen uit cadmium/seleen
Ook deze cellen verkeren nog in de laboratoriumfase. Zij kunnen goedkoop geproduceerd worden door eenvoudige en goed bekende opdamptechnieken en halen een rendement tot 6 %.

Samenvatting
Uit de bespreking van de soorten zonnecellen blijkt dat op dit moment alleen de mono- en polykristallijne cellen met als basismateriaal silicium in aanmerking komen voor gebruik in zonnecel-installaties die vrij grote vermogens moeten produceren. Dat hierdoor de prijs van een dergelijke installatie nog steeds vrij hoog is, moet dan maar op de koop toe worden genomen!

De praktische zonnecel
Zonnecellen worden in diverse vormen op de markt gebracht. In ieder geval zijn het zeer dunne en daardoor vrij kwetsbare plaatjes, die in alle mogelijke vormen worden gemaakt.
De bekendste uitvoeringsvormen zijn op ware grootte voorgesteld in figuur 3/3.35-12.

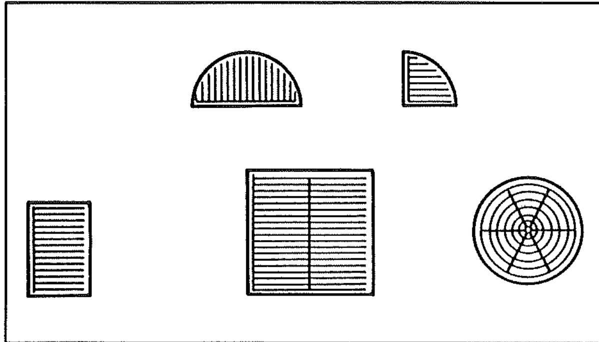
Het zal duidelijk zijn dat deze enkelvoudige zonnecellen te kwetsbaar en te onhandelbaar zijn om in de praktijk toe te passen.
De aansluitingen kunnen bijvoorbeeld niet gesoldeerd worden, maar moeten gepuntlast. Bovendien leveren zij te lage spanningen af, ongeveer 0,4 V. Zonnecellen worden in de praktijk dan ook steeds samengevoegd tot zogenoemde zonnepanelen, die tientallen tot honderden individuele cellen bevatten.
De cellen zijn opgenomen in serie/parallelschakelingen, zodat in feite iedere gewenste uitgangsspanning en -stroom realiseerbaar zijn.

Eigenschappen van zonnecellen

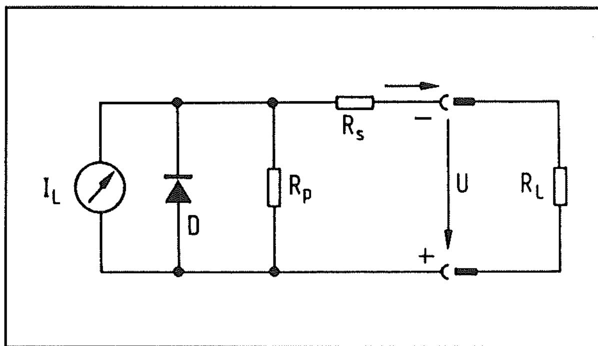
Opmerking
In dit subhoofdstuk worden alleen de fysische en elektrische eigenschappen van zonnecellen op basis van silicium besproken.

Het equivalente schema van een zonnecel
Het elektrische equivalente schema van een zonnecel is getekend in figuur 3/3.35-13.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-12: Verschillende uitvoeringen van zonnecellen op ware grootte.



Figuur 3/3.35-13: Het equivalente schema van een zonnecel.

De stroombron I_L is de eigenlijke leverancier van de zonnestroom en kan opgevat worden als een constante stroombron. De zonnecel heeft uiteraard een inwendige weerstand, voorgesteld door R_S en een parallelle lekweerstand R_P. De uitgangsspanning U_A van de cel is, dat blijkt duidelijk, afhankelijk van de weerstandsverdeling tussen de inwendige weerstand en de belastingsweerstand R_L. Men kan dus zonder meer stellen dat een zonnecel een stroombron is en geen spanningsbron!

De foto-stroom

De foto-stroom is de stroom die door de zonnecel wordt gegenereerd. Deze stroom wordt gegeven door de uitdrukking:

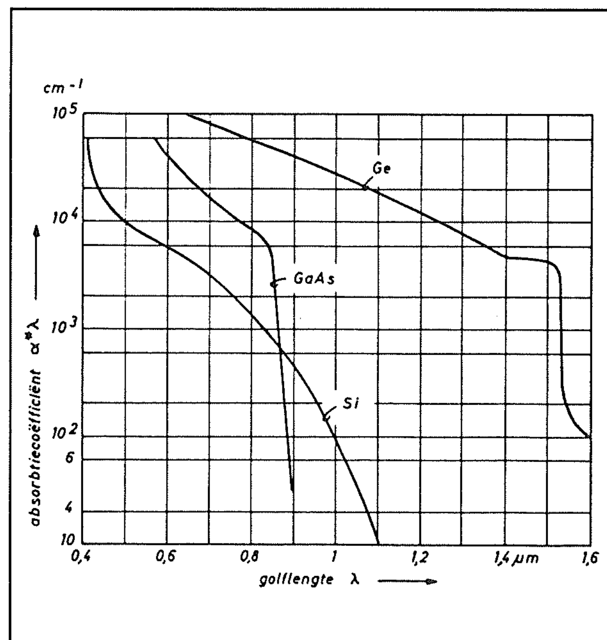
$$I_f = q \cdot E \cdot \eta_q$$

Hierin is:

- q:
  de elementaire lading van een elektron;
- E:
  de intensiteit van de invallende straling;
- η_q:
  het quantumrendement van de zonnecel.

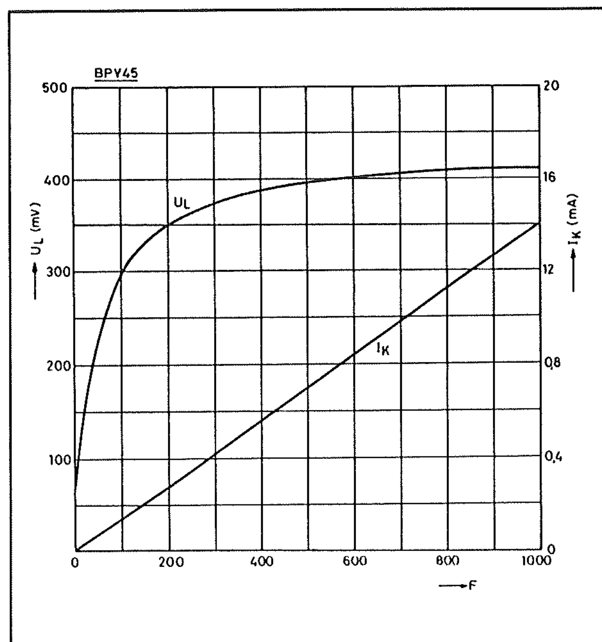
Er bestaat dus een volstrekt lineair verband tussen de foto-stroom en de intensiteit van de invallende straling. Vandaar dat zonnecellen ook uitermate geschikt zijn als sensor in lichtintensiteitsmeters.

Het quantumrendement wordt bepaald door de absorbtiecoëfficiënt van het celmateriaal. Zoals blijkt uit figuur 3/3.35-14 wordt deze factor wordt weer bepaald door de golflengte van de straling.



Figuur 3/3.35-14: Het verband tussen de absorbtiecoëfficiënt en de golflengte van de straling.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-15: De foto-karakteristiek van een silicium-cel.

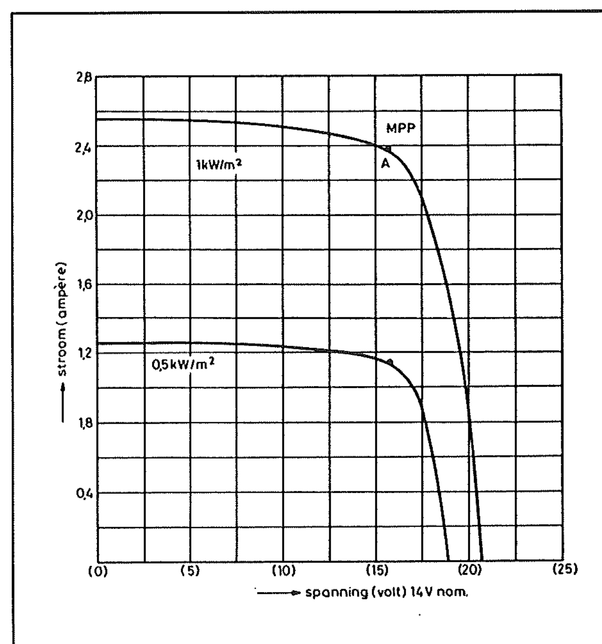
De foto-karakteristiek

De foto-karakteristiek geeft het verband tussen de stralingsintensiteit en de door de cel gegenereerde foto-stroom en -spanning. Dit verband is voor een Si-cel getekend in figuur 3/3.35-15.

Uit deze grafiek blijkt het reeds bewezen lineaire verband tussen de foto-stroom I_K en de intensiteit. Belangrijker is echter, dat de spanning U_L over de cel niet lineair stijgt, maar asymptotisch. Zelfs bij een relatief lage stralingsintensiteit genereert de cel een spanning die dicht bij de maximale waarde van 410 mV ligt. Waarom is dat nu zo belangrijk? Wel, in de praktijk zal een zonnecelpaneel meestal afgesloten worden met een accu als energiereservoir. Het zal duidelijk zijn dat de zonnecellen de accu alleen kunnen opladen als de som van de celspanningen groter is dan de spanning over de accu. Dank zij dit specifieke verloopt van de celspanning in functie van de stralingsintensiteit zal de cel dus reeds bij een matige intensiteit, dus bijvoorbeeld bij bewolkte hemel, in staat zijn voldoende spanning te genereren om een laadstroom door de accu te sturen. Er moet dus tussen de cellen en de accu geen ingewikkelde elektronische omvormer geplaatst worden, die de celspanning optransformeert naar de hogere accuspanning. In de meeste gevallen kan men de cellen rechtstreeks aansluiten over de accu.

De spanning/stroom-karakteristiek

De spanning/stroom-karakteristiek geeft het verband tussen de door de cel geleverde stroom en de over de cel aanwezige spanning. Deze typische karakteristiek wordt voorgesteld in de grafiek van figuur 3/3.35-16.



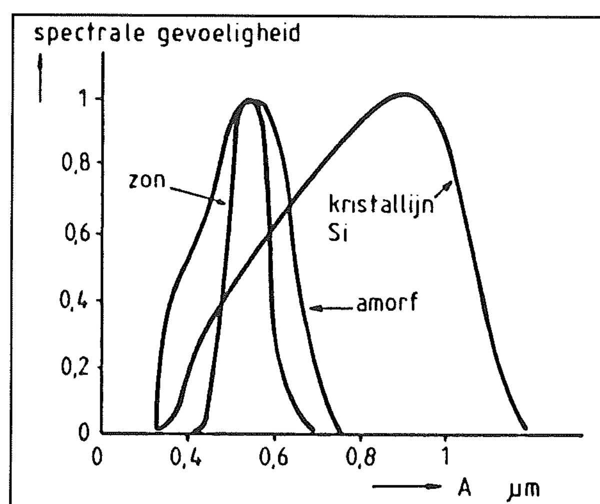
Figuur 3/3.35-16: De spanning/stroom-karakteristiek van een zonnecel.

In de getekende grafiek wordt de karakteristiek gegeven van een praktisch zonne-

paneel, samengesteld uit 35 cellen. Uit de vorm van de karakteristiek blijkt dat de cellen zich gedragen als een soort stroombron. Wat ook de belaste klemspanning is, de stroom blijft zo goed als constant. Ook dat is een ideale eigenschap voor het rechtstreeks laden van accu's! Stel dat de cellen worden aangesloten op een volledig ontladen accu (10,4 V) en dat de cellen worden belicht. De cellen leveren nu een bepaalde stroom, in het getekende geval ongeveer 1,2 A. Hierdoor gaat de accu opladen, met als gevolg dat de accuspanning (en dus ook de spanning over het zonnepaneel) langzaam stijgt. Dat heeft echter geen gevolg voor de geleverde stroom. De laadstroom van de accu blijft zo goed als constant, zelfs als de accuspanning zou stijgen tot meer dan 15 V. Er treedt dus maximale energieoverdracht op tussen het zonnepaneel en de accu.

Het piekvermogen
Het vermogen dat een zonnecel kan leveren wordt altijd opgegeven als "piekvermogen". Dat is het maximale vermogen dat een cel kan leveren als zij bestraald wordt met licht dat dezelfde spectrale samenstelling heeft als het licht van de zon en met een intensiteit die overeen komt met zonnestraling van 1 kW per vierkante meter aardoppervlak. Dat zijn ongeveer de omstandigheden als de zon recht boven de evenaar staat. Het zal dus duidelijk zijn dat de vermogensspecificaties van een zonnecel voor onze streken veel te hoog is. Uit een cel met een opgegeven piekvermogen van 10 W zal men in Nederland nooit 10 W kunnen halen!
Het piekvermogen wordt bovendien gespecificeerd bij een celtemperatuur van 25 °C. Hoe hoger de temperatuur van de cel, hoe lager echter de opbrengst. Zo zal men hoogstens 80 % van het piekvermogen uit een cel kunnen halen als deze een eigen temperatuur heeft van 60 °C.

De spectrale gevoeligheid
De spectrale gevoeligheid van kristallijne en amorfe cellen is getekend in figuur 3/3.35-17.



Figuur 3/3.35-17: De spectrale gevoeligheid van kristallijne en amorfe Si-cellen vergeleken met het stralingsspectrum van de zon.

Uit de vergelijking met de spectrale samenstelling van de zonnestraling blijkt dat kristallijne cellen hun hoogste gevoeligheidspiek naast de piek van het zonnespectrum hebben liggen. Dat is dus niet zo gunstig voor het rendement! Amorfe cellen scoren wat dit punt betreft veel beter.

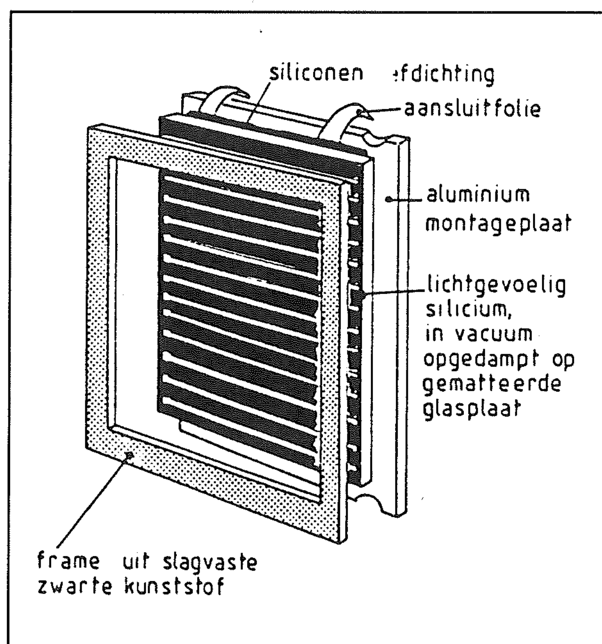
Zonnepanelen

Inleiding
Zoals reeds geschreven zijn de pure zonnecellen praktisch onbruikbaar, niet alleen vanwege de te lage spanning maar

3.35 Zonnecellen

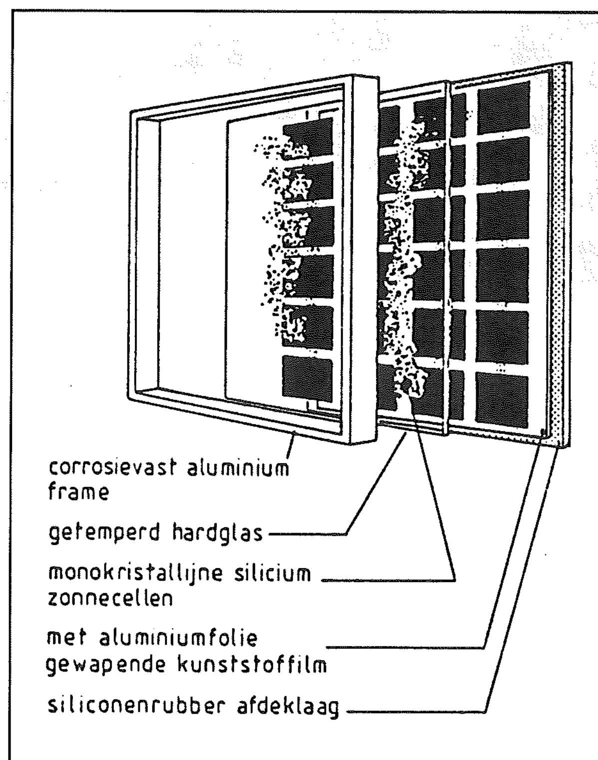
nog meer vanwege hun mechanische broosheid. Cellen worden dan ook tot grote panelen samengevoegd. Deze zonnepanelen bevatten tientallen tot honderden individuele cellen en leveren spanningen af van 16 tot 28 V bij stromen van 75 mA tot 3,5 A.
Zonnepanelen worden door diverse fabrikanten op de markt gebracht. De Duitse fabrikant Siemens heeft echter een dochtermaatschappij "Siemens Solar Systems" opgericht, die zich onder meer richt op de particuliere markt en tamelijk veel ondersteuning biedt aan de doe-het-zelver. Vandaar dat de zonnepanelen van Siemens goed leverbaar zijn en twee uitvoeringen hier besproken worden.

De SMT-panelen
De SMT-panelen zijn samengesteld uit een sandwich van hard glas, flexibel kunststof, de zonnecellen zélf en een aluminium bodemplaat. De constructie is geschetst in figuur 3/3.35-18.



Figuur 3/3.35-18: De samenstelling van de SMT-panelen van Siemens.

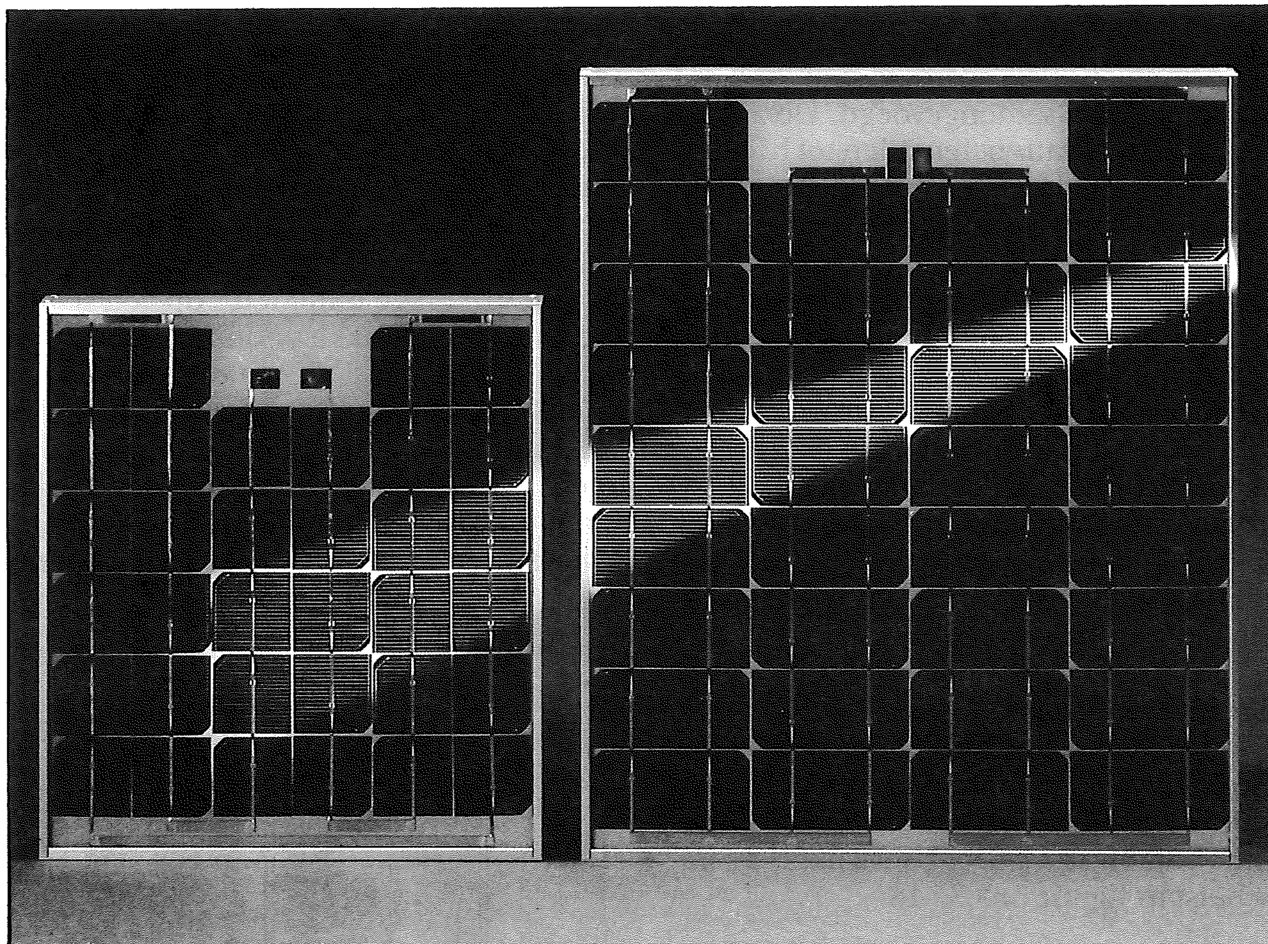
De sandwich wordt gevat in een frame van zwart kunststof, dat dient voor de luchtdichte afwerking en de bevestiging. De SMT-panelen zijn bestendig tegen gure weersomstandigheden en kunnen zonder meer op daken van huizen worden aangebracht. De panelen moeten met een spleet van enige millimeter op een stabiele en volledig vlakke ondergrond worden gemonteerd. De SMT-panelen zijn echter niet loopvast want breekbaar als zij onder te grote mechanische spanning worden gebracht. Hiermee moet dus goed rekening worden gehouden als deze panelen worden gebruikt voor de stroomvoorziening op een boot.



Figuur 3/3.35-19: De constructie van de SM-panelen van Siemens.

Het kleinste paneel, de SMT-1, levert een maximale stroom van 75 mA bij een gemiddelde opbrengst van 3,6 Wh/dag.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-20: Twee zonnepanelen uit de SM-serie van Siemens.

Het grootste paneel, de SMT-55, levert een maximale stroom van 3,2 A bij een gemiddelde opbrengst van 190 Wh/dag.

De SM-panelen

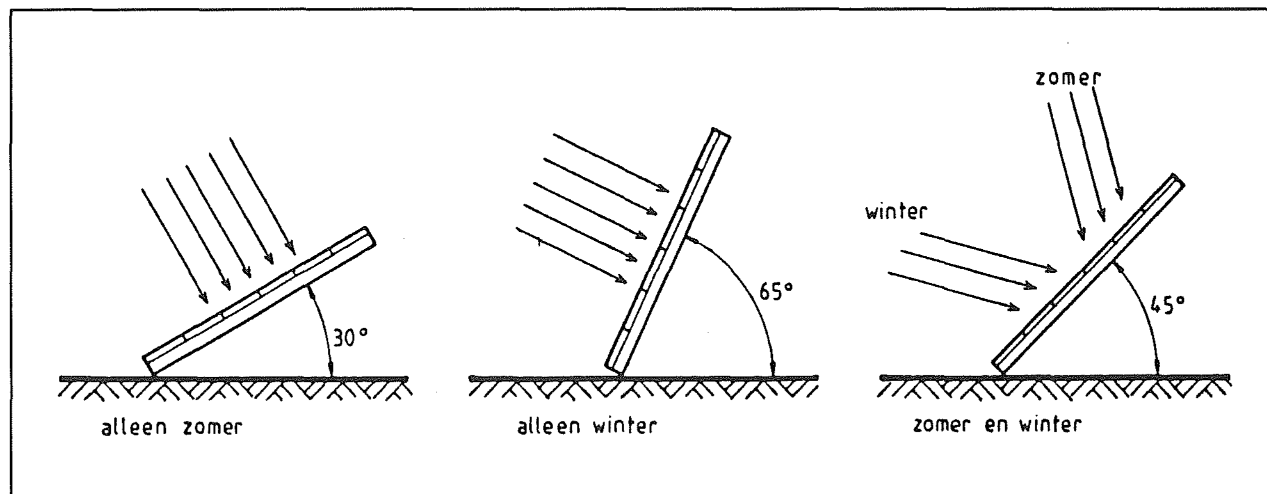
De SM-panelen bestaan, zie figuur 3/3.35-19, uit een aluminium raamwerk dat een afdekplaat uit hard glas op zijn plaats houdt. Onder de hardglazen plaat zitten de cellen, gemonteerd op een met aluminium gewapende kunststoffolie. Het geheel wordt afgesloten met siliconenrubber.

De SM-panelen zijn veel steviger dan deze uit de SMT-reeks, maar ook aanmerkelijk prijziger. De SM-panelen zijn echter zeewater- en hagelbestendig en zijn zelfs beloopbaar. De SM-panelen, het zal duidelijk zijn, zijn dus speciaal ontwikkeld voor gebruik op schepen.

De foto van figuur 3/3.35-20 toont twee SM-panelen. Het linker is de SM-12 met een piekvermogen van 13 W, een werkspanning van 16,2 V en een maximale stroom van 0,8 A. Het rechter is de SM-24 met een piekvermogen van 25 W, een werkspanning van 16,2 V en een maximale stroom van 1,5 A.

De kleine heeft een zijde van 33 cm, de grote van 43 cm. De panelen wegen respectievelijk 1,9 en 3,2 kg, waaruit meteen duidelijk wordt dat deze cellen inderdaad zeer robuust zijn gebouwd.

3.35 Zonnecellen



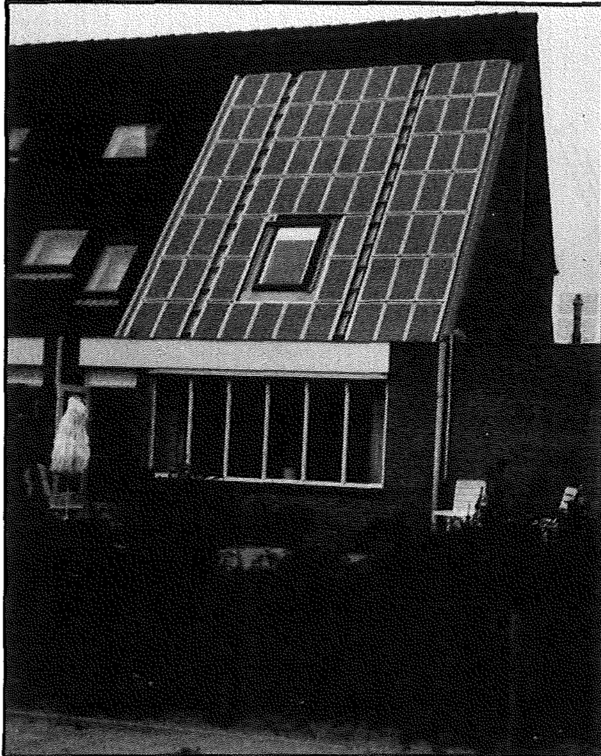
Figuur 3/3.35-21: De gunstigste opstelling van zonnepanelen in ons deel van Europa.

Opstelling van zonnepanelen
Uit de eerder behandelde theorie volgt dat de opbrengst van een zonnepaneel afhankelijk is van de hoek waarin de zonnestraling invalt. Dat nu, is in de praktijk een probleem. De hoek waaronder de zon op de aarde invalt is immers afhankelijk van het jaargetijde. Vandaar dat men niet kan spreken van dé ideale opstelling voor een zonnepaneel. In feite zou men de opstelling moeten aanpassen aan het seizoen. In figuur 3/3.35-21 zijn de gunstigste opstellingen getekend in onze regionen voor de winter, de zomer en zomer+winter. Dit laatste is uiteraard een compromis dat over het gehele jaar gemeten het grootste rendement oplevert.
De opstelling onder een hoek van 45 ° komt wonderwel overeen met de hoek die de meeste puntdaken ten opzichte van de aarde hebben. Vandaar dat men in de meeste gevallen zonnepanelen zonder rendementsproblemen op puntdaken kan monteren. De foto van figuur 3/3.35-22 geeft een voorbeeldje waarbij een heleboel SM-panelen van Siemens, gemonteerd op het dak van een gewoon Hollands rijtjeshuis, zorgen voor een jaaropbrengst van 500 kWh.
Ter vergelijking: een "normaal" huishouden verbruikt ongeveer 2.300 kWh per jaar. Dergelijke kostbare grappen zijn echter op dit moment alleen uitvoerbaar als de overheid of de industrie zélf flink subsidieert!

De prijzen van zonnepanelen
Een tamelijk pijnlijke kwestie! Zonnepanelen zijn nog steeds behoorlijk prijzig. Enige voorbeeldjes. Voor een SM-50, een paneel dat 50 W kan leveren en een maximale stroom heeft van 3,1 A, moet men ongeveer *f* 800,00 op tafel neertellen. Maar dan heeft men wel een gemiddelde dagopbrengst van 180 Wh, zodat een 100 Ah accu in gemiddeld een halve dag volledig opgeladen kan worden.
De veel kleinere SMT-20, met een piekvermogen van 20 W, kost ongeveer *f* 250,00.

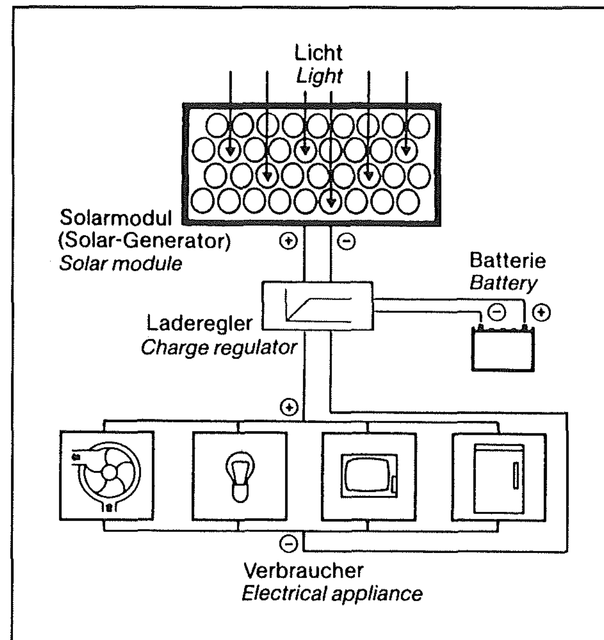
Naast de twee beschreven goedkope "consumer"-uitvoeringen levert Siemens nog diverse andere professionele modellen.
Een typisch voorbeeld is de M-12, een 12 V paneel met een piekvermogen van 12 W en een maximale stroom van 0,8 A. Een dergelijk paneel kost ongeveer *f* 400,00.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-22: Zonnepanelen op het dak van een rijtjeshuis leveren jaarlijks een elektrisch vermogen van 500 kWh.

voor men in de meeste gevallen op 12 V gelijkspanning werkende apparatuur zal aanschaffen. Dat spaart immers een dure en niet zo erg rendement-vriendelijke 12 V naar 220 V omzetter.



Figuur 3/3.35-23: Het blokschema van een zonnecel-installatie.

De zonnecel-installatie

Inleiding

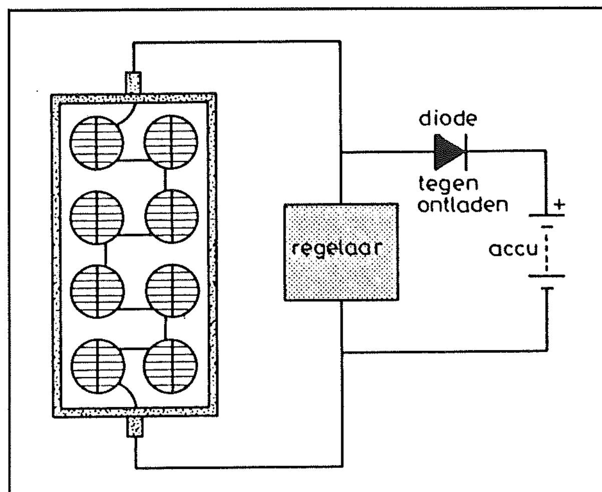
Zonnepanelen vormen dan weliswaar de belangrijkste schakel in een zonnecel-installatie, maar niet de enige! De energie die de panelen leveren moet worden opgeslagen in een of meerdere accu's. Vaak moeten bovendien verschillende panelen parallel of in serie worden geschakeld. Omdat de accu niet mag worden overladen, maar ook niet te veel ontladen, is in ieder geval een elektronische installatie noodzakelijk, die het proces van laden en ontladen in goede banen leidt. Tot slot zijn er uiteraard nog de verbruikers, waarvoor men in de meeste gevallen op 12 V gelijkspanning werkende apparatuur zal aanschaffen.

De samenstelling van de volledige installatie is geschetst in figuur 3/3.35-23. Hart van het systeem is de elektronische laad- en ontlaadregelaar. Op dit apparaat worden namelijk alle andere componenten aangesloten.

Soorten installaties

Zonnecel-installaties kunnen heel eenvoudig zijn, maar ook heel ingewikkeld en peperduur. Het hangt er maar van af waarvoor men de installatie wil gebruiken. Zo is in figuur 3/3.35-24 een heel simpele installatie getekend, bestaande uit een zonnepaneel, een eenvoudige kortsluitregelaar, een diode en een accu.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-24: De meest eenvoudige uitvoering van een zonnecel-installatie.

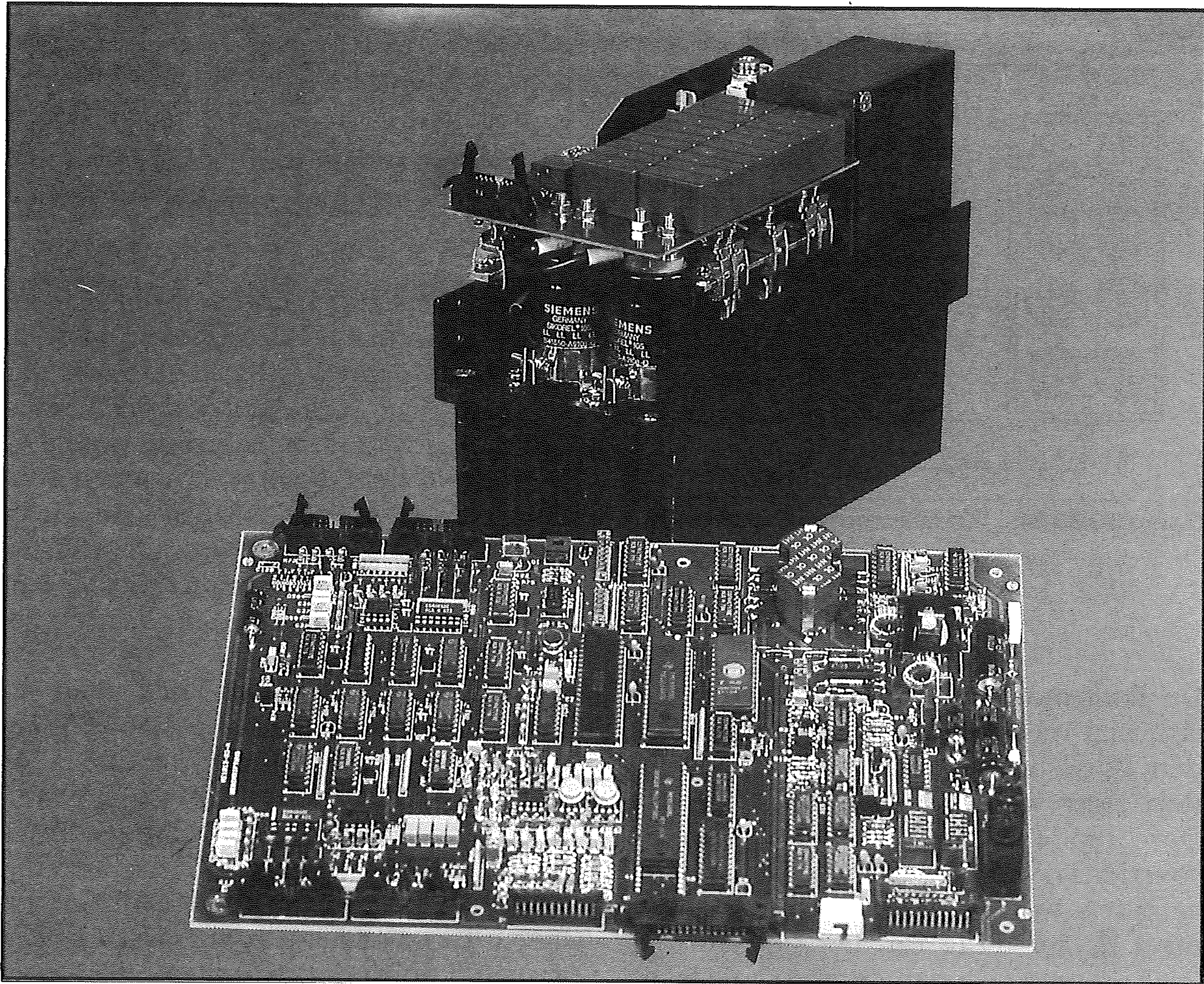
De diode moet er voor zorgen dat de accu zich niet via het zonnepaneel kan ontladen als de uitgangsspanning van het paneel lager wordt dan de accuspanning. Deze diode is een zeer noodzakelijke voorziening en mag nooit ofte nimmer vergeten worden! De kortsluitregelaar meet de spanning van het systeem. Als deze groter wordt dan de maximale laadspanning van de accu sluit de regelaar de uitgang van het zonnepaneel kort. Uiteraard wordt de accu dan niet meer geladen! Vanwege het constante stroombron karakter van een zonnecel kan men de uitgangen zonder bezwaar kortsluiten. De diode zorgt ervoor dat de accu niet wordt kortgesloten.
Uiteraard valt, op het moment van kortsluiten, ook de spanning over de regelaar weg. Deze heft dan onmiddellijk de kortsluiting op, waardoor er weer even een stroompulsje vanuit het paneel naar de accu loopt. De regelaar schakelt weer in, het paneel wordt kortgesloten, de laadstroom van de accu valt weg. Op deze manier wordt dus door pulserende druppellading voorkomen dat de accu overladen wordt.
Een dergelijke eenvoudige regelaar kan door iedere geoefende doe-het-zelver niet alleen gebouwd maar ook zélf ontworpen worden.

Van een heel ander kaliber is het systeem dat in figuur 3/3.35-25 wordt voorgesteld. Deze door Siemens ontwikkelde regelaar kan een totaal vermogen van 6 kW schakelen en controleert batterijen van 24 V. De zonnecellen, die in vier groepen kunnen worden aangesloten, mogen maximaal 250 A aan de elektronica leveren bij een maximale spanning van 50 V. Het laden wordt onderbroken als de accu geladen is tot 28,2 V.
De volledige regelelektronica, waarvan het blokschema in figuur 3/3.35-26 is getekend, weegt niet minder dan 50 kg! De werking van het systeem kan uit een computer via een RS-232 verbinding gecontroleerd en bewaakt worden. De schakeling werkt door middel van pulsbreedte modulatie, waarbij de laadstroom van de accu's geregeld wordt door vermogen-FET's gedurende een langere of kortere periode in geleiding te sturen. Vandaar dat nogal wat spoelen zijn ingebouwd, die er voor moeten zorgen dat de hoogfrequente schakelpulsen niet als stoorzenders kunnen werken.

De accu van de zonnecel-installatie

Vaak wordt door leken gedacht dat men normale 12 V lood-accumulatoren kan gebruiken voor de opslag van de energie die door de zonnepanelen geleverd wordt. Deze auto-accu's werken immers in het spanningsbereik tussen 11 en 14,5 V en sluiten dus mooi aan op de stroom/spanning-karakteristiek van de meeste zonnepanelen.

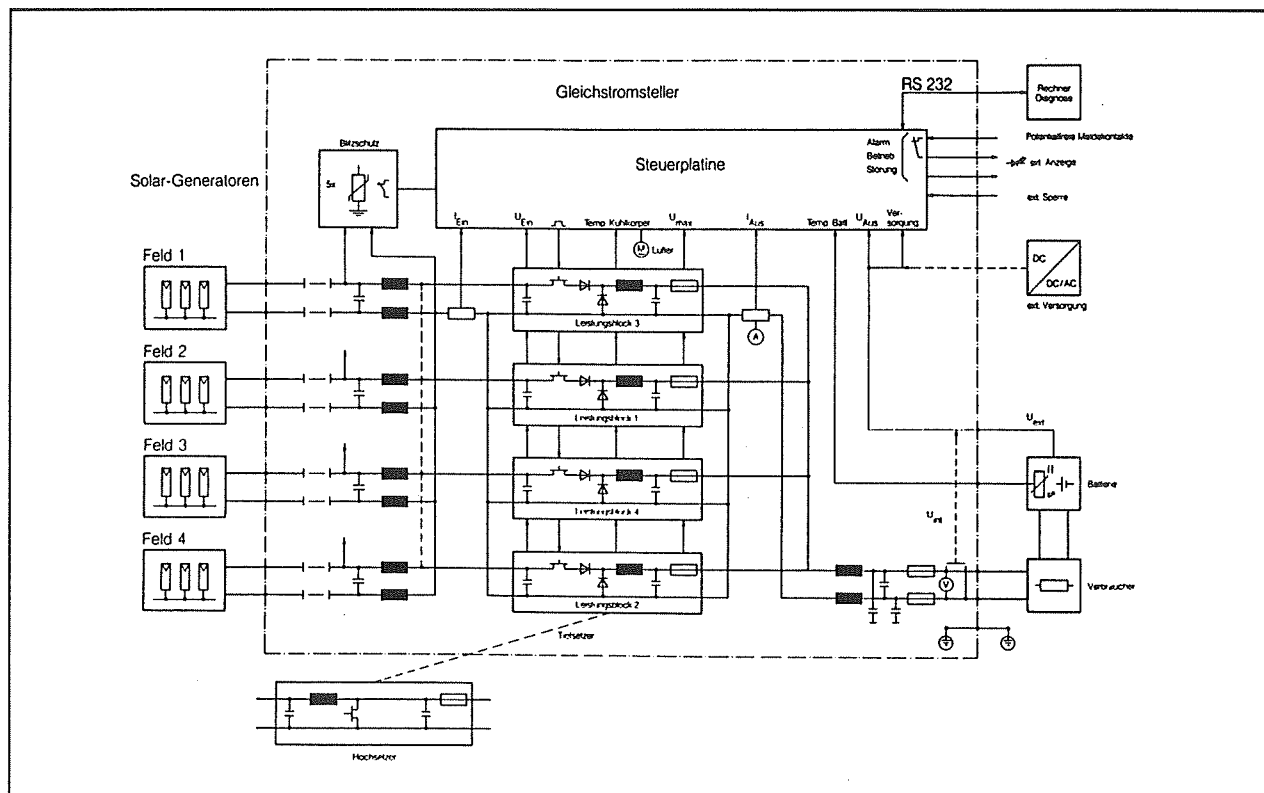
3.35 Zonnecellen



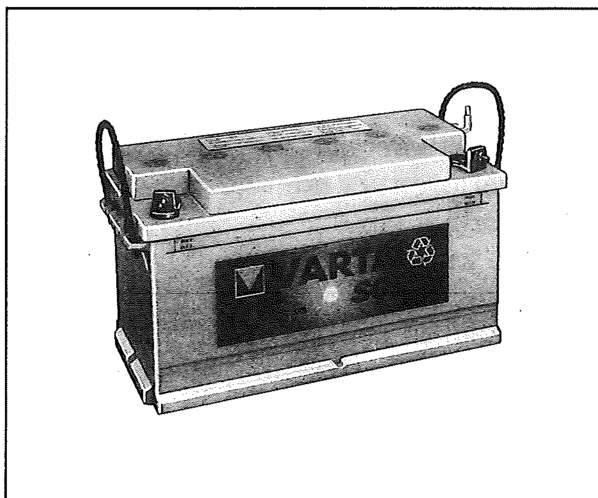
Figuur 3/3.35-25: Een professionele regelaar voor grote vermogens die door Siemens geleverd wordt.

Toch is het niet erg verstandig om auto-accu's toe te passen. Deze zogenoemde natte lood-accu's hebben namelijk een zeer grote lekstroom. De kans is groot dat de spaarzame energie die op een druilerige, sombere dag toch nog door de zonnepanelen naar de accu wordt gepompt onmiddellijk weer weglekt via de lekstroom van de accu. En dat is natuurlijk niet de bedoeling van een zonnecel-installatie! Alle accu-fabrikanten leveren tegenwoordig echter zogenoemde "loodrooster"-accu's. Deze dragen op de een of andere manier allemaal wel het woordje "Solar" in de type-codering. In principe zijn dit gewone lood-accu's waarvan de eigenschappen echter zijn geoptimaliseerd en dan met name de lekstroom. Die optimalisering heft echter nogal nare gevolgen voor de prijs.
De in figuur 3/3.35-27 voorgestelde Varta Solar 82070 bijvoorbeeld, een 12 V accu met een capaciteit van 100 Ah, draagt trots een prijskaartje van *f* 450,00!

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-26: Het blokschema van de in figuur 3/3.35-25 voorgestelde professionele regelaar van Siemens.



Figuur 3/3.35-27: De Varta Solar 82070 is speciaal ontwikkeld voor het gebruik bij zonnecel-installaties.

De noodzakelijke capaciteit van de accu wordt bepaald door de maximale stroom waarmee de installatie belast wordt en de tijd dat de accu zelfstandig in staat moet zijn deze stroom te leveren.

Als vuistregel kan men onderstaande formule toepassen:

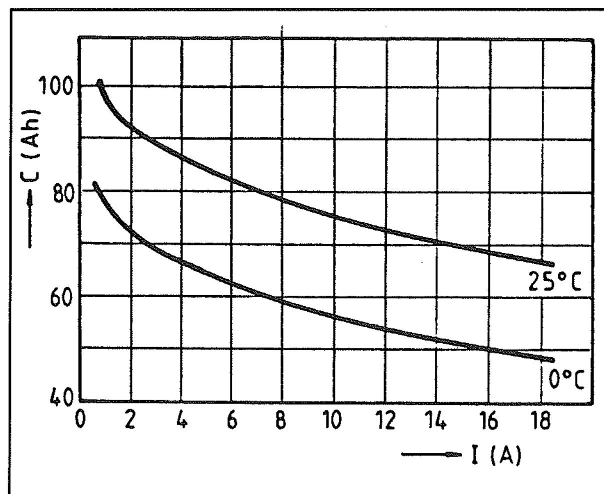
$C = I_L . t . 1,7$

Hierin is:

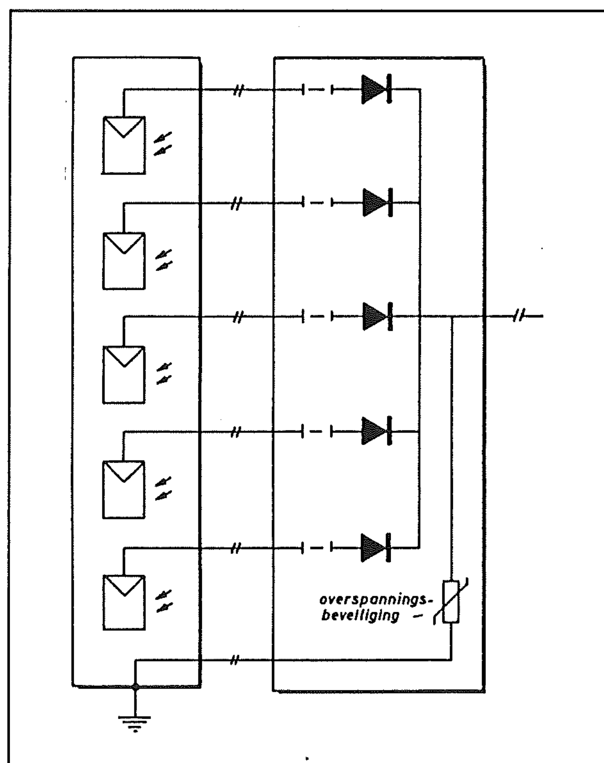
- C:
  de capaciteit van de accu in Ah;
- I_L:
  de maximaal te verwachten ontlaadstroom in A;
- t:
  de te garanderen ontlaadtijd in uur.

De factor 1,7 heeft te maken met het feit dat de capaciteit van een accu eigenlijk niet, zoals vaak gedacht, gelijk is aan het produkt van stroom maal tijd. De maximale capaciteit van een accu gaat namelijk dalen met de temperatuur en met de ontlaadstroom. Dit verband is grafisch weergegeven in figuur 3/3.35-28.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-28: De afname van de maximale capaciteit van een accu in functie van de temperatuur en de ontlaadstroom.



Figuur 3/3.35-29: Het parallel schakelen van identieke zonnepanelen voor het verhogen van de capaciteit van de installatie.

Uit de grafiek kan men afleiden dat een "100 Ah" accu, die belast wordt met een ontlaadstroom van 18 A en op een temperatuur rond het vriespunt staat, slechts een reële capaciteit van ongeveer 50 Ah heeft.

Parallel schakelen van zonnepanelen

Voor de meeste installaties zal men meer dan een zonnepaneel nodig hebben. Dat is geen probleem (behalve dan financieel!), want zonnepanelen kunnen volgens het eenvoudige schema van figuur 3/3.35-29 parallel geschakeld worden.
De positieve pool van ieder paneel gaat naar de anode van een zware silicium-diode. De kathoden van alle dioden worden met elkaar verbonden en deze gemeenschappelijke aansluiting vormt de positieve uitgang van het totale systeem. Alle negatieve aansluitingen van de panelen kunnen met de massa, de aarde of het chassis worden verbonden. Het is natuurlijk zeer jammer dat deze dioden noodzakelijk zijn, want over iedere diode valt een geleidingsspanning van 0,6 V. Als een enkel paneel 2 A levert gaat er dus ongeveer 1,2 W kostbare elektrische energie per diode verloren! Zonder deze dioden zouden er echter circulatiestromen tussen de panelen kunnen ontstaan, omdat het uiteraard zelden zal voorkomen dat tientallen parallel geschakelde panelen allemaal precies dezelfde spanning afleveren.

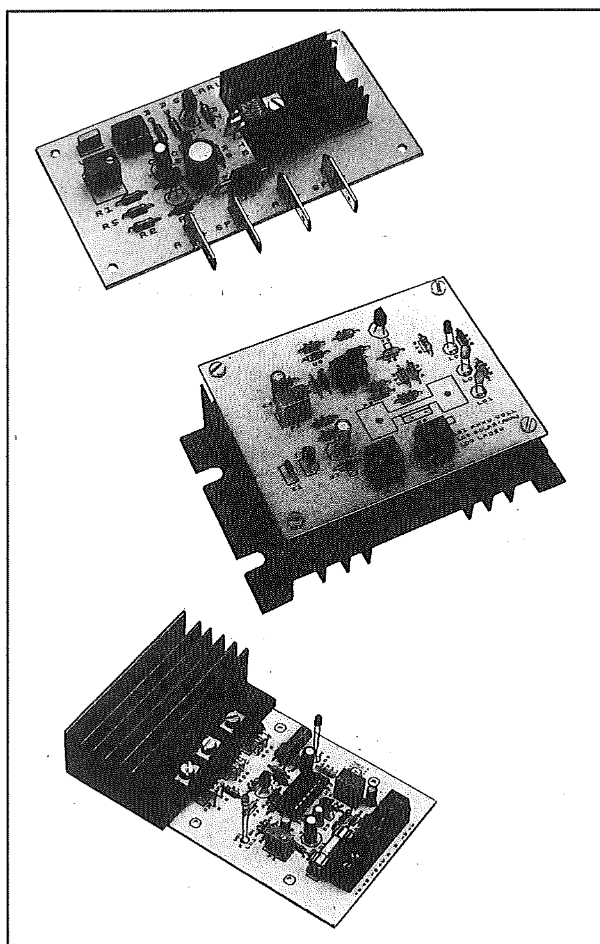
Bruikbare fabrieksapparatuur

Inleiding

Door diverse leveranciers worden betaalbare kant-en-klare regelsystemen voor

3.35 Zonnecellen

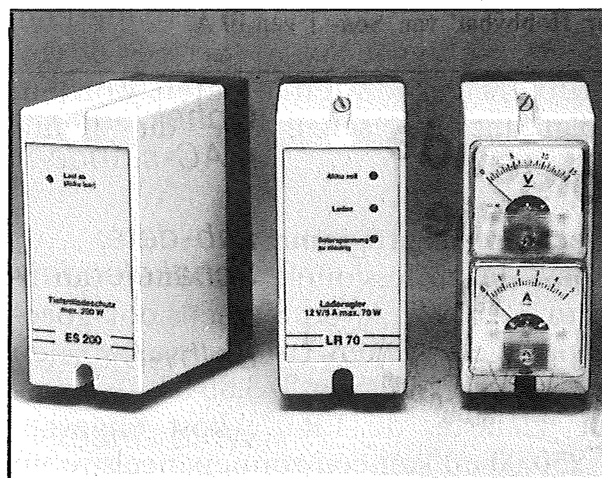
kleine installaties geleverd. Deze systemen zijn ideaal voor de niet zo van eigen kunnen overtuigde doe-het-zelver, die wel een zonnecel-installatie wil bouwen, maar zich niet wil wagen aan zelfbouw van de elektronica.



Figuur 3/3.35-30: Drie regelaars die door Conrad Electronic in bouwpakket worden geleverd.

Bouwpakketjes van Conrad

In figuur 3/3.35-30 worden drie goedkope bouwpakketjes voorgesteld, die door Conrad Electronic worden geleverd. De bovenste laadregelaar heeft een maximaal vermogen van 70 W en werkt op accuspanningen tussen 10 en 15 V. De lading stopt bij een spanning van 13,8 V. De schakeling verbruikt zélf maar 5 mA, hetgeen natuurlijk belangrijk is voor dergelijke kleine installaties. Er is echter geen ontlaadbeveiliging voor de accu aanwezig. Het printje kost ongeveer *f* 40,00.
De middelste schakeling heeft een maximaal vermogen van 200 W en verder dezelfde eigenschappen als de hoger besproken laadregelaar. Deze print kost ongeveer *f* 55,00.
De onderste schakeling heeft wél een ingebouwde ontlaadbeveiliging voor de accu, die gaat werken als de accuspanning tot 11,4 V gedaald is. De schakeling kan maximaal 80 W (ongeveer 6 A) verwerken en wordt geleverd met controle-LED's voor "laden", "accu vol" en "belasting uit". Deze print kost ongeveer *f* 60,00.



Figuur 3/3.35-31: Drie kant-en-klare kastjes, die door Conrad worden geleverd.

Kant-en-klare kastjes van Conrad

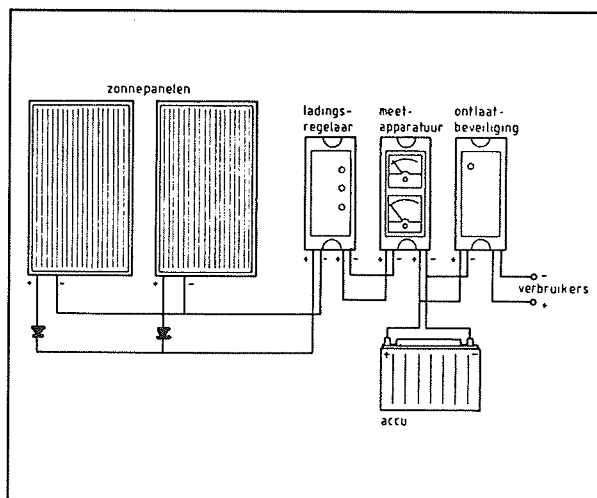
Dezelfde leverancier levert de drie kastjes die in figuur 3/3.35-31 worden voorgesteld als kant-en-klaar oplossing. De ladingsregelaar (midden) is ontwikkeld voor 12 V accu's en kan maximaal 5 A laadstroom verwerken. De regelaar ver-

bruikt 5 mA en heeft drie controle-LED's voor "laden", "accu vol" en "zonnepaneelspanning lager dan accuspanning". De laadregelaar kost ongeveer *f* 150,00.
De ontlaadbeveiliging (links) van *f* 110,00 kan verbruikers met een totale stroomafname van 15 A voeden. De verbruikers worden afgeschakeld van de accu als de accuspanning lager wordt dan 11 V. De verbruikers worden weer aangesloten als de accuspanning gestegen is tot 12,4 V.
Tot slot is er nog een meetkastje (rechts), een in feite totaal overbodig maar wel cachet verlenend hebbedingetje. Dit kastje kost ongeveer *f* 110,00 en bevat een analoge spanningsmeter tot 15 V en dito stroommeter tot 5 A. Iets dergelijks kan natuurlijk veel goedkoper zélf gemaakt worden!

Hoe de drie beschreven kastjes onderling, met de zonnepanelen, de accu en de verbruikers verbonden moeten worden, volgt uit het schemaatje van figuur 3/3.35-32.

Het Siemens programma
Naast de professionele installatie van figuur 3/3.35-25 levert Siemens ook goedkope regelsystemen. Drie daarvan worden voorgesteld in figuur 3/3.35-33.
De kleinste, de LR-07, kost ongeveer *f* 250,00 en kan een zonnepaneelstroom van maximaal 7 A verwerken. Het eigen stroomverbruik van het kastje bedraagt slechts 3,5 mA.
Het uitgangsrelais, dat de accu verbindt met de verbruikers, kan 20 A schakelen. De uitschakeldrempel bij laden bedraagt 14,1 V, bij ontladen 10,5 V. Het relais schakelt de verbruikers weer in als de accu is opgeladen tot 12,0 V. Hetzelfde apparaatje is ook leverbaar voor 24 V installaties.

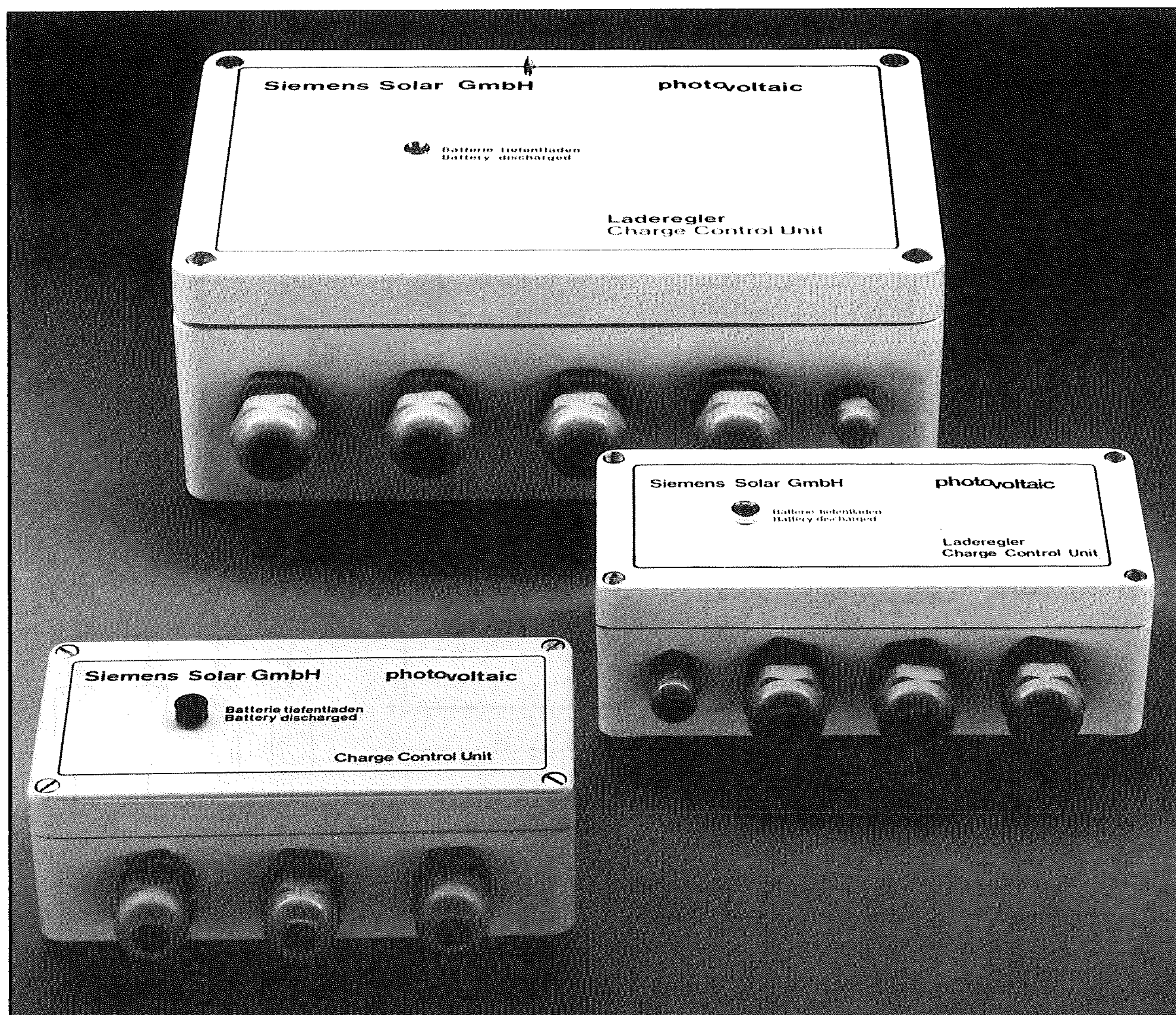
De LR-07 biedt de volgende mogelijkheden:
- als de zonnepanelen meer stroom zouden leveren dan waarmee de accu geladen mag worden, zorgt de elektronica voor een automatische reductie van de stroom door middel van chopperwerking;
- als de accu opgeladen is tot de eindelaad spanning worden de zonnepanelen niet automatisch afgeschakeld, maar wordt via de chopper overgeschakeld naar druppellading, zodat de accu steeds opgeladen blijft tot 100 % van zijn maximale capaciteit;
- als de accu volledig ontladen is worden de verbruikers uitgeschakeld. Dit is de enige functie die mechanisch gaat via een relais.



Figuur 3/3.35-32: De onderlinge verbindingen tussen de drie kastjes van Conrad.

De middelste uitvoering is de LR-14. Dit apparaat kost ongeveer *f* 300,00, maar heeft enige extra mogelijkheden. De enige afwijkende elektrische specificatie is dat de maximale laadstroom 14,0 A bedraagt. Maar zoals uit het bedradingsschema van figuur 3/3.35-34 blijkt, heeft de LR-14 een aantal extra opties.

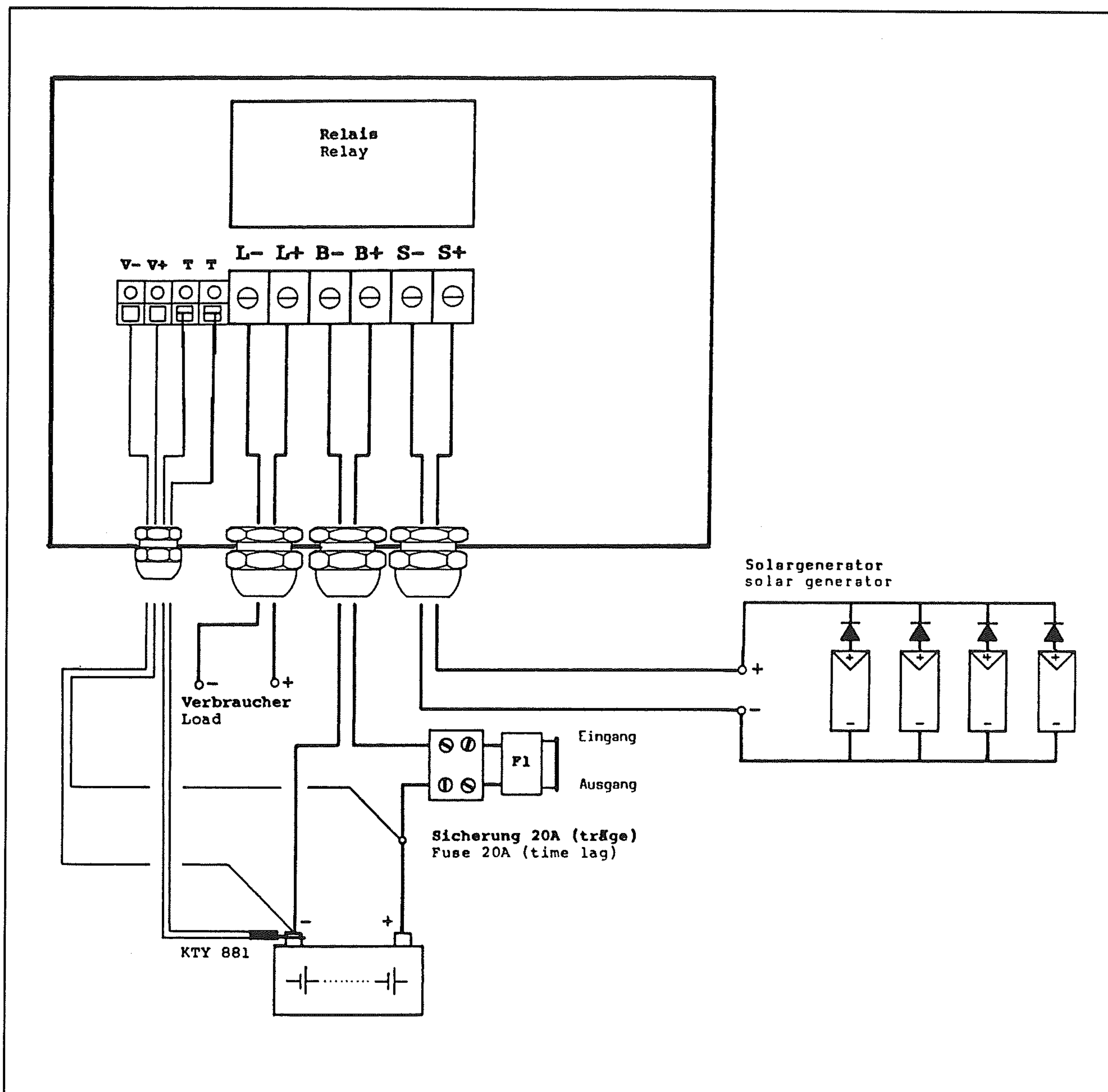
3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-33: Goedkope regelsystemen van Siemens van het type LR.

De accuspanning wordt via twee extra verbindingen naar de klemmen V- en V+ gevoerd. Deze aansluitingen voeren dus geen stroom, zodat het meten van de accuspanning veel nauwkeuriger kan plaats vinden.
De mogelijkheid is aanwezig via een thermistor van het type KTY881 de temperatuur van de accu te meten.
De thermistor wordt aangesloten op de klemmen T en T van het apparaat. Op deze manier kan men rekening houden met het bekende gegeven dat de eindelading spanning van een accu met een factor van -4,5 mV/°C afhankelijk is van de temperatuur van de accu. Op deze manier kan de accu zeer nauwkeurig tot precies 100 % van de capaciteit opgeladen worden, zodat er zo min mogelijke zonnestroom verloren gaat.
Het grootste type, de LR-28, heeft dezelfde mogelijkheden als de LR-14, maar kan zonnepaneelstromen van maximaal 28 A verwerken.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-34: Het aansluiten van een LR-14 of LR-28 op de rest van de zonnecel-installatie.

Zelfbouw schakelingen

Inleiding

In dit afsluitend subhoofdstukje worden enige niet al te ingewikkelde schakelingen beschreven van laad- en ontlaadbeveiligingen, die in de praktijk getest zijn en eenvoudig zélf na te bouwen zijn.

De allereenvoudigste laadregelaar

In figuur 3/3.35-35 is de allereenvoudigste schakeling voor een laadregelaar getekend.

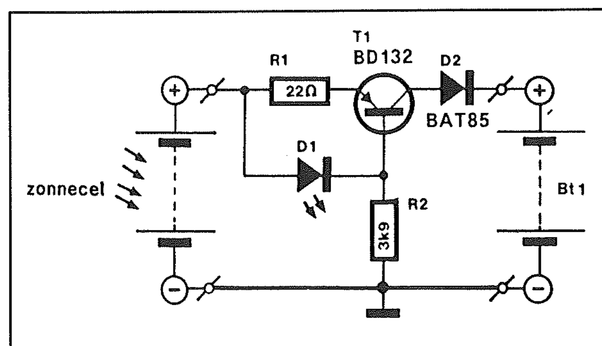
Het schakelingetje is bruikbaar bij zeer kleine systemen, waar bijvoorbeeld enige NiCad-cellen worden opgeladen uit een klein zonnepaneeltje met een piekstroom

3.35 Zonnecellen

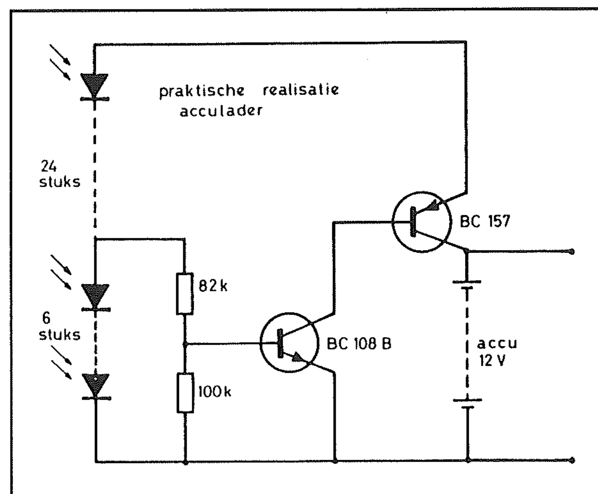
van 100 mA. De schakeling is geschikt voor het laden van NiCad-cellen met een capaciteit van 500 mAh. Als de zonnecellen belicht worden en een klemspanning leveren die groter is dan de NiCad-spanning plus 0,6 V, gaat de transistor T1 geleiden. De basis van de transistor wordt ingesteld door de spanningsval over de LED D1. De spanningsval over deze LED is vrij constant, zodat ook de spanningsval over de weerstand R1 constant moet zijn. De schakeling werkt dus als een zeer eenvoudige, maar effectieve stroombron.
Met de ingetekende waarden levert deze stroombron een stroom van 50 mA, hetgeen precies goed is voor NiCad's van 500 mAh. De diode D2 voorkomt dat er stroom in de andere richting gaat lopen. Uiteraard heeft deze schakeling geen ontlaadbeveiliging en ook geen einde lading controle. Maar gelet op de lage laadstroom hoeft dit laatste geen probleem te zijn.

Laadregelaar met minimaal verlies

De schakeling van figuur 3/3.35-35 heeft als nadeel dat een gedeelte van de beschikbare zonnecelstroom afvloeit via de LED D1 en de weerstand R2. De schakeling van figuur 3/3.35-36 heeft dit nadeel niet.



Figuur 3/3.35-35: Een zeer eenvoudige laadregelaar met slechts vijf onderdelen.



Figuur 3/3.35-36: Een laadregelaar met minimaal verlies.

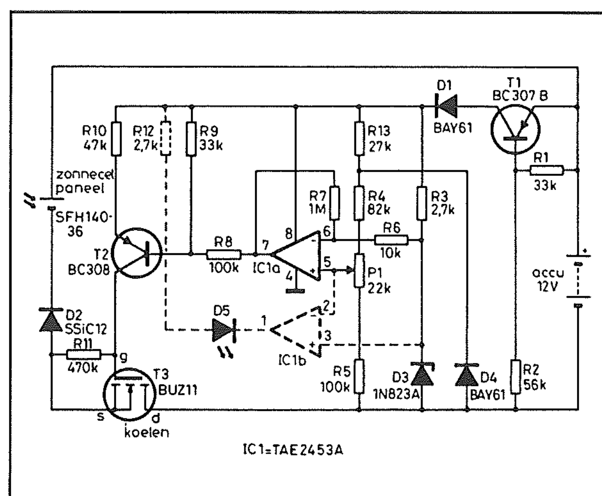
Wel heeft deze schakeling als nadeel dat er geen sprake is van een begrenzing van de maximale stroom die naar de accu wordt gestuurd. Bij de keuze van de zonnecellen moet dus goed gelet worden op de maximaal toelaatbare laadstroom van de accu. Als de zonnecellen weinig spanning afgeven zal de spanning over de zes onderste in serie geschakelde cellen te klein zijn om de transistor BC108B in geleiding te sturen. Doordat er geen collectorstroom vloeit, zal ook de BC157 niet kunnen geleiden. De verbinding tussen de zonnecellen en de accu is verbroken. Stijgt de spanning van de zonnecellen door extra belichting, dan wordt op een bepaald moment de transistor BC108B in geleiding gestuurd. Ook de BC157 gaat nu geleiden, met als gevolg dat de celstroom rechtstreeks naar de accu kan vloeien. De enige verliesstroom is de stroom die door de hoge weerstand van 82 kΩ vloeit en is te verwaarlozen. Daalt de celspanning, dan gaan de transistoren weer sperren. De stroom gaat naar nul, waardoor de celspanning weer stijgt. Het gevolg is dat de transistoren weer gaan

3.35 Zonnecellen

geleiden en er een kleine stroompuls door de accu wordt gejaagd. Ook bij minimale belichting zal de accu dus toch geladen worden, zij het intermitterend.

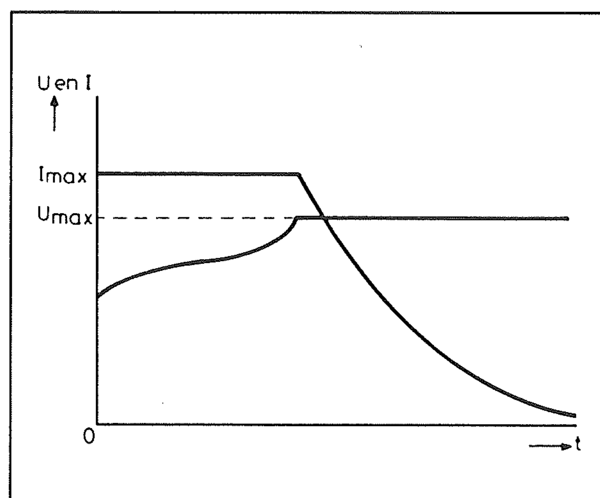
Laadregeling met lineaire regeling

De schakeling die in figuur 3/3.35-37 wordt voorgesteld is een stuk ingewikkelder, maar werkt veel beter.



Figuur 3/3.35-37: Een laadregelaar met lineaire regeling van de laadstroom.

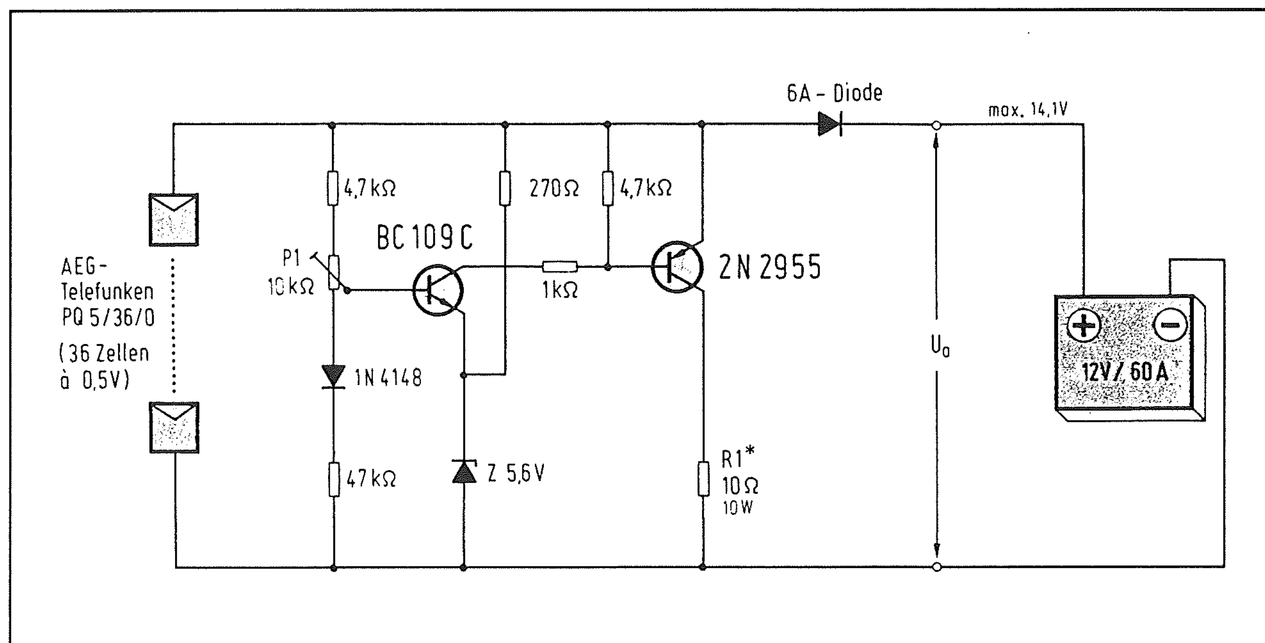
Bij deze schakeling wordt de grootte van de laadstroom aangepast aan de laadtoestand van de accu. Is de accu volledig ontladen, dan zal de volledige celstroom afvloeien naar de accu. De schakeling werkt dan dus als constante stroombron, omdat de cellen als dusdanig op te vatten zijn. Op het moment dat de accuspanning gelijk wordt aan de einde-lading waarde gaat de schakeling werken als constante spanningsbron. De laadstroom wordt dan zo geregeld dat de accuspanning constant blijft. Als op dat moment de accu belast wordt gaat de accuspanning iets dalen, waardoor de laadstroom toeneemt om de constante accuspanning te handhaven. De regelgrafiek van de schakeling is getekend in figuur 3/3.35-38, waarbij het verloop van spanning over en stroom door de accu zijn uitgezet in functie van de laadtijd.



Figuur 3/3.35-38: De regelkarakteristieken van de schakeling van figuur 3/3.35-37.

Als regelelement wordt een SIPMOS-transistor van het type BUZ11 toegepast. Deze heeft een zeer lage AAN-weerstand van slechts 40 mΩ, zodat bij een laadstroom van maximaal 2 A er slechts 0,16 W in deze transistor verloren gaat. De diode D2, in serie geschakeld met het zonnepaneel, voorkomt dat de accu zich via de zonnecellen kan ontladen. Door de hoge stroomversterking van de SIPMOS verbruikt de schakeling maximaal 40 mW. De speciale operationele versterker IC1 fungeert als regelversterker. De spanning over de diode D3 dient als referentie voor deze versterker. De op-amp vergelijkt de spanning over deze diode met de spanning die via de spanningsdeler R13, R4, P1 en R5 op de inverterende ingang wordt aangelegd. De waarde van deze spanning is recht evenredig met de accuspanning en moet zo ingesteld worden dat de op-amp de SIPMOS uit verzadiging haalt op het moment dat de spanning over de accu is gestegen tot 13,4 V.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-39: Een shunt-regelaar voor een maximale zonnepaneelstroom van 5 A.

De schakeling regelt zo goed dat de spanning over de geladen accu slechts met ongeveer 10 mV verandert over het volledige vermogensbereik van het zonnepaneel.

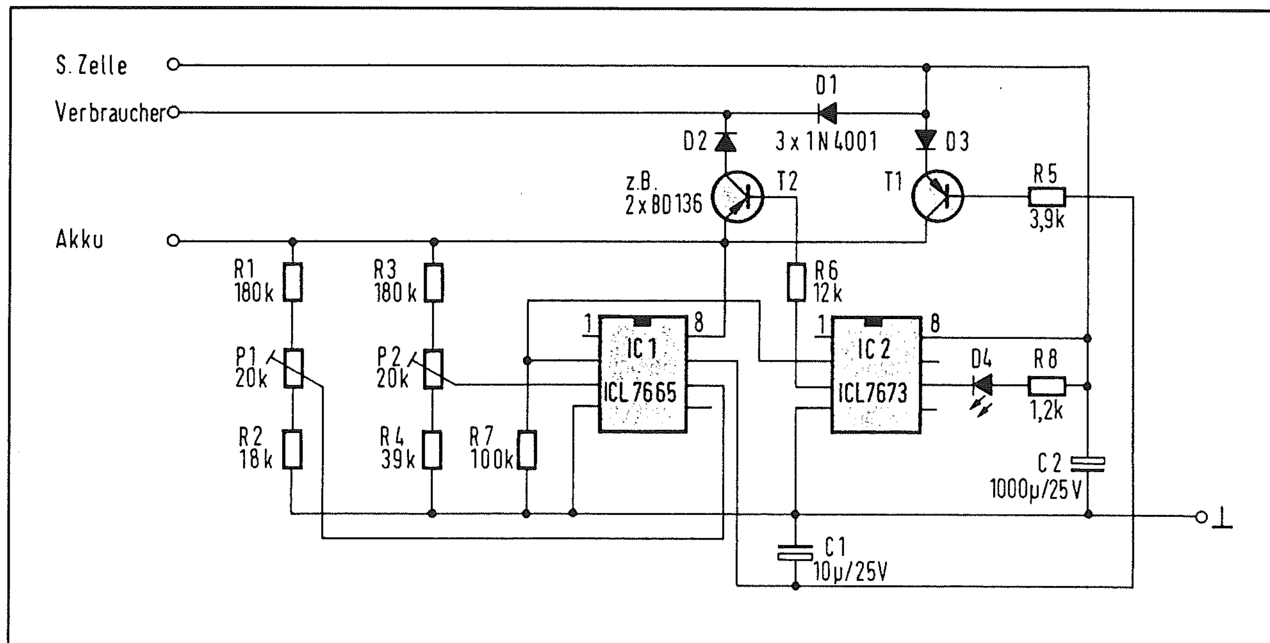
Shunt-regelaar voor 5 A
In figuur 3/3.35-39 is een eenvoudige shunt-regelaar getekend, die in staat is laadstromen tot ongeveer 5 A bij 12 V te commanderen.

Tussen het zonnepaneel, een exemplaar met een piekvermogen van 36 W en een maximale stroom van 5 A, en de accu staat alleen de noodzakelijke blokkeerdiode. Er gaat dus zo min mogelijk vermogen verloren in de regelschakeling. De twee transistoren staan normaal in sper ingesteld.
In feite is dan de volledige elektronische schakeling niet aanwezig en bestaat de kring alleen uit de serieschakeling van zonnepaneel, diode en accu.

Door de potentiometer P1 goed af te regelen kan men er echter voor zorgen dat de transistor BC109C in geleiding wordt gestuurd bij een accuspanning van 14,1 V. De collectorstroom die dan door deze halfgeleider vloeit heeft tot gevolg dat ook de transistor 2N2955 naar geleiding gaat. Het gevolg is dat een deel van de door het zonnepaneel geleverde stroom nu niet meer naar de accu vloeit, maar naar de massa wordt afgeleid via de geleidende transistor. Dit onderdeel moet dus flink gekoeld worden, want er gaat flink wat vermogen in verloren. Maar dat is onder deze einde-laad conditie niet zo erg, want de overtollige energie die door het zonnepaneel geleverd wordt moet toch op de een of andere manier afgevoerd worden.

Regelaar met alle toeters en bellen
In figuur 3/3.35-40 is het schema van een zeer moderne regelaar opgenomen, die aan alle professionele eisen tegemoet komt.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-40: Een professionele regelaar die toch gemakkelijk en goedkoop (*f* 40,00) is na te bouwen.

Hart van de schakeling is een moderne over- en onderspanningsdetector van het type ICL7665 (Maxim). Dit IC vergelijkt een intern gegenereerde zeer stabiele referentiespanning met de spanningen op de ingangspennen 3 en 6. Beide ingangen worden over instelbare weerstandsdelers verbonden met de accu. Zolang de eindelading spanning van de accu nog niet bereikt is stuurt de uitgang op pen 7 van IC1 via de weerstand R5 de transistor T1 in verzadiging.

Het zonnepaneel wordt nu via D3 en T1 met de accu verbonden en er wordt met maximale stroom geladen. Als er niet geladen wordt en de accuspanning zakt onder de einde-ontlading drempel zal de uitgang op pen 2 van IC 1 hoog worden. Deze spanning word aangeboden aan ingang 2 van de ICL7673. Dit IC vergelijkt de spanningen op de pennen 2 en pen 8 en schakelt de hoogste spanning door naar de uitgang op pen 3. Op deze manier wordt transistor T2 in sper gestuurd, zodat de belasting wordt losgekoppeld van de accu en de accu niet te veel ontladen kan worden.

Als de spanning die gegenereerd wordt door het zonnepaneel hoger wordt dan de spanning over de accu, dan zal IC2 er ook weer voor zorgen dat T2 gesperd wordt.

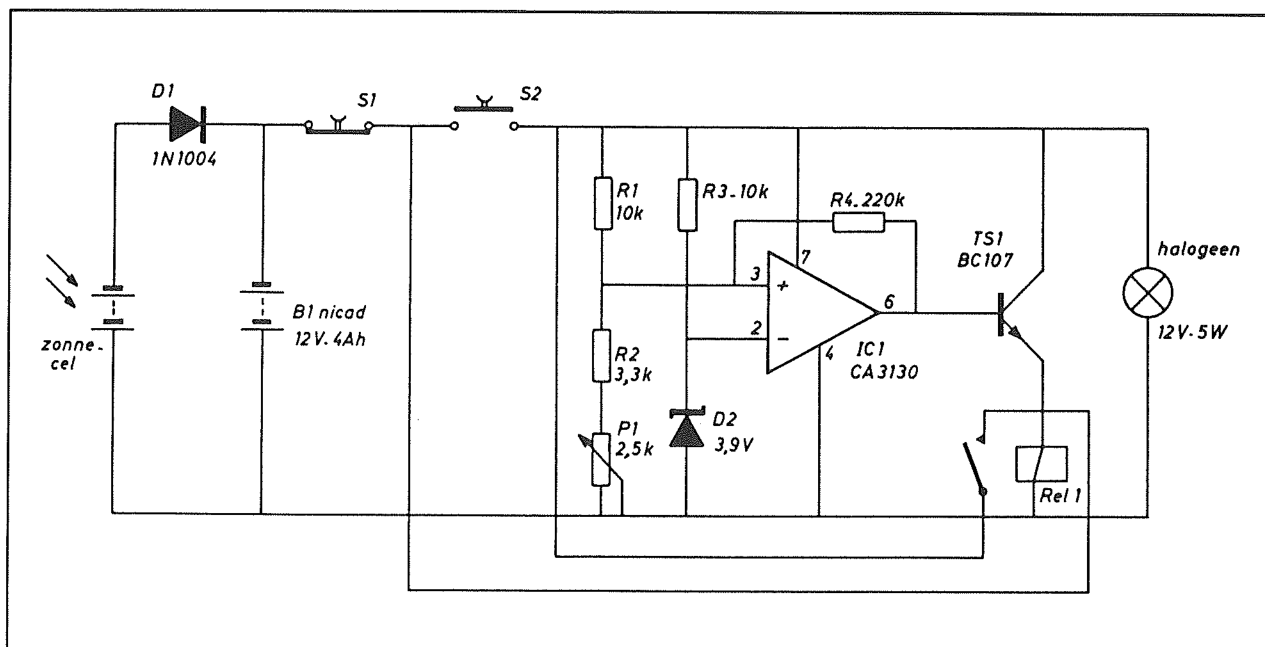
Op deze manier wordt de vermogensverzorging van de verbruiker alleen vanuit het zonnepaneel verzorgd, zodat de accu niet nodeloos belast wordt.

Zonnegevoede 12 V halogeenlamp

Tot slot geeft figuur 3/3.35-41 het schema van een 12 V, 5 W halogeenlamp, die uit zonnecellen gevoed wordt.

Er wordt gebruik gemaakt van een NiCad-accu van 12 V met een capaciteit van 4 Ah. Het zonnepaneeltje mag een maximale stroom leveren van 400 mA, zodat de accu rechtstreeks via de terugloopdiode D1 over het paneel aangesloten kan worden. De lamp wordt ontstoken door het indrukken van de drukschakelaar S2.

3.35 Zonnecellen



Figuur 3/3.35-41: De elektronica voor het voeden van een 12 V halogeenlamp uit de combinatie zonnepaneel/accu.

Hierdoor komt de elektronica onder spanning te staan. Is de accu niet voldoende opgeladen, dan zal de als comparator geschakelde operationele versterker IC1 het relais Rel1 niet bekrachtigen en doet de lamp niets na het loslaten van de drukknop. De accu moet dan meer opgeladen worden. Is de accuspanning echter hoog genoeg, dan stuurt de positieve uitgang van de comparator de transistor TS1 in geleiding, waardoor het relais bekrachtigd wordt. Het relaiscontact overbrugt dan de drukschakelaar S2, zodat ook na het loslaten van de drukknop de schakeling onder spanning blijft. De halogeenlamp wordt met de accu verbonden en gaat branden. De comparator is via de weerstand R4 voorzien van een hysteresisch. Het gevolg is dat de uitgang van de comparator weer naar nul gaat als de einde-onlaad spanning van de accu is bereikt en het relais wordt uitgeschakeld. De lamp dooft, zodat de accu niet beschadigd kan worden door over-ontlading. Wil men de lamp handmatig uitschakelen, dan volstaat het even op de drukknop S1 te drukken. Deze schakelaar heeft een normaal gesloten contact, zodat bij het drukken het contact opent en de volledige elektronica spanningsloos wordt. Ook dan valt het relais af en dooft de lamp.

Leveranciers

Gespecialiseerd in levering aan de hobby-ist

Er zijn in Nederland diverse handelszaken, die zich gespecialiseerd hebben in het leveren van onderdelen en complete installaties voor kleinschalige ontwerpen van zonnecel-installaties. Bij deze bedrijven kan de geïnteresseerde doe-het-zelver losse zonnecellen, zonnepanelen in alle maten en prijzen, speciale accumulatoren, gemonteerde regelelektronica en bouwpakketten kopen.

3.35 Zonnecellen

Adressen

De twee bekendste leveranciers zijn:

- De Windmolen B.V.
  Postbus 12, 7500 AA Enschede, telefoon 05428-2000.
  De Windmolen is leverancier van het volledige Conrad-assortiment.
- Skiltronics B.V.
  Postbus 777, 8901 BN Leeuwarden, telefoon 058-124011.
  Skiltronics levert voornamelijk spullen van Siemens.

3/3.36

Brandstof cellen

Introductie

Een brandstof cel is in principe een primaire elektrochemische cel en dus te vergelijken met een batterij. Het grote verschil tussen een brandstof cel en een batterij is, dat bij batterijen het materiaal van de elektroden wordt verbruikt, maar dat bij brandstof cellen gasvormige elementen als energiedrager dienen. In de meeste gevallen wordt gebruik gemaakt van gassen als waterstof en zuurstof. Deze gassen worden in de brandstof cel "verbruikt", net zoals benzine in een verbrandingsmotor wordt verbruikt. Het resultaat is elektrische energie, die vrijkomt tussen de elektroden van de cel. Vandaar de naam brandstof cel. Een nadeel van de meeste brandstof cellen is dat de fysische processen, waaraan zij hun werking danken, eerst op gang komen bij vrij hoge temperaturen. Sommige brandstof cellen moeten dus heet gestookt worden, alvorens zij elektrische energie opwekken.

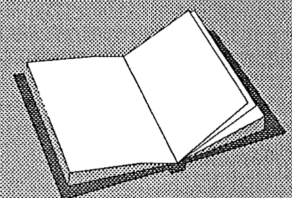
Het principe van de brandstof cel

De algemene samenstelling van een brandstofcel is getekend in figuur 3/3.36-1. De elektroden zijn samengesteld uit poreuze materialen, waardoor de gassen worden gevoerd. Deze poreuze materialen worden meestal uitgevoerd onder de vorm van membranen, dunne platen die de als brandstof gebruikte gassen of hun ionen goed doorlaten, maar alle andere stoffen tegenhouden. Tussen de elektroden is een bepaald elektrolyt aanwezig. De gassen vormen aan de membraanoppervlakken van de elektroden chemisch actieve gebieden, waarin de chemische energie, die in de gassen aanwezig is, rechtstreeks wordt omgezet in elektrische energie. De natuurkundige processen, die aan de basis van deze omzetting liggen, zijn zeer ingewikkeld, maar in wezen terug te voeren tot elektrolytische dissociaties.

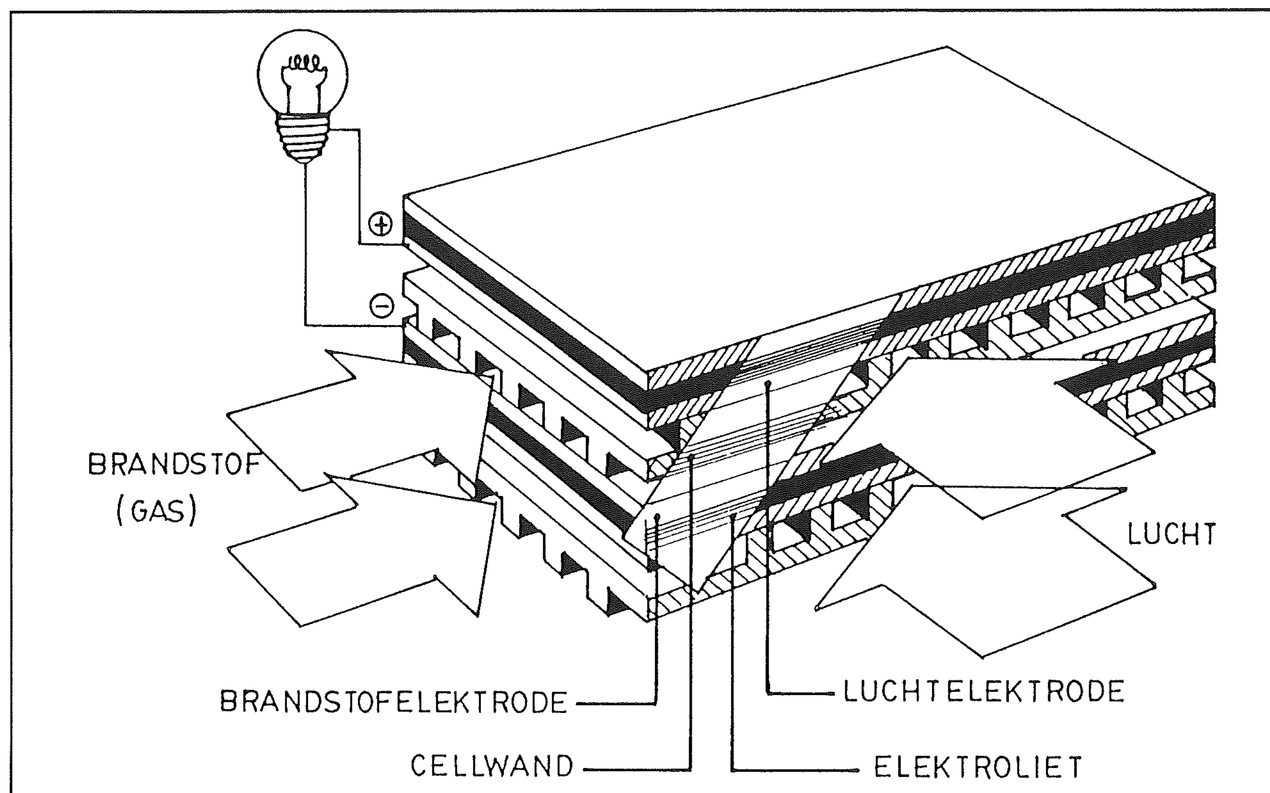
Gassen

Als bruikbare gassen worden voornamelijk waterstof en zuurstof gebruikt. Beide gassen zijn tamelijk gemakkelijk te produceren, zijn in vloeibare toestand vrij veilig in hoge druk cilinders op te slaan en kunnen op deze manier zelfs aan boord van ruimtevaart capsules vervoerd worden. Op aarde wordt gezocht naar systemen waarbij de zuurstof van de atmosfeer als actief gas gebruikt kan worden.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/2.13
Hoofdstuk 3/3.23



3.36 Brandstof cellen



Figuur 3/3.36-1: De algemene samenstelling van een brandstof cel.

Soorten brandstof cellen
Op het gebied der brandstof cellen zijn de ontwikkelingen in volle gang. Toch kan men reeds nu een groffe indeling maken in de toegepaste technologieën:
- alkalische brandstof cellen;
- fosforzure brandstof cellen;
- brandstof cellen met protonen geleiders;
- oxide cellen;
- carbonaat cellen.

Alkalische cellen
Alkalische cellen vereisen zuivere zuurstof als brandstof en worden voornamelijk in de ruimtevaart toegepast. Op aarde is dit type niet zo bruikbaar, omdat het koolzuur gas uit de lucht het alkalische elektrolyt onwerkzaam maakt.

Fosforzure cellen
Deze cellen zijn goed bestand tegen koolzuur gas en kunnen dus werken met gewone lucht. Dergelijke cellen kunnen ook gevoed worden met bijvoorbeeld aardgas, alcohol of lichte oliesoorten. Het enige probleem is dat een elektrode uit platina moet worden toegepast, waardoor de cel zeer gevoelig wordt voor verontreinigingen in de aangevoerde brandstof. Zo is het voldoende dat de brandstof enkele parts per million ($^{1}/_{1.000.000}$) zwaveldioxide bevat om de cel volledig te verontreinigen.

Cellen met protonen geleiders
Deze cellen zijn opgebouwd uit membranen, die alleen geïoniseerd waterstof gas doorlaten. De waterstof ionen gaan chemische reacties aan met de atomen uit het

3.36 Brandstof cellen

elektrolyt, waardoor het noodzakelijke elektronen transport in de cel op gang komt.

Oxide cellen

In deze cellen zijn de membranen opgebouwd uit zirconium oxide, waarin kleine hoeveelheden yttrium oxide zijn aangebracht. Dit materiaal geleidt zuurstof ionen bij hoge temperatuur. Vandaar dat deze cellen alleen energie kunnen opwekken als zij op vrij hoge temperaturen worden gebracht. Het elektrochemisch spanningsverschil tussen de poreuze elektroden zorgt voor het elektronen transport. Het nadeel van deze cellen is dat alle materialen die in de cel worden toegepast, bestand moeten zijn tegen de noodzakelijke hoge werktemperatuur.

Carbonaat cellen

Deze cellen hebben een werktemperatuur van ongeveer 650 °C. Als elektrolyt wordt gesmolten alkali carbonaat gebruikt, dat is ingebed tussen ceramische elektroden. Een groot nadeel van dit type cel is dat de levensduur vrij beperkt is.

3.36 Brandstof cellen

3/3.37

Surface Acoustic Wawe componenten (SAW)

Principes

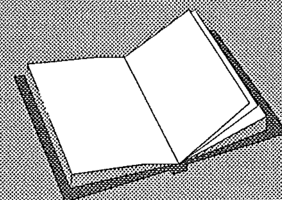
Inleiding

De drie letters "SAW" krijgen de laatste jaren hoe langer hoe meer betekenis in de elektronica. De SAW-technologie is een relatief jonge loot aan de boom van de analoge elektronica. Deze technologie houdt zich bezig met het omzetten van elektrische wisselspanningen in mechanische trillingen in piëzo-elektrische materialen. Nadien worden deze trillingen weer omgezet in elektrische spanningen. Door een juiste keuze van het materiaal en de juiste constructie van de omzetters kan men op een relatief eenvoudige manier een heleboel nuttige elektronische componenten maken, zoals afgestemde filters, resonatoren, maar zelfs frequentie-analysatoren en transversaal filters!
SAW-componenten werden tot voor tien jaar alleen toegepast in dure professionele elektronica. Tegenwoordig is deze technologie echter ook doorgedrongen tot de consumenten-elektronica. In iedere moderne kleuren-TV zal men minstens één SAW-filter aantreffen. Ook in draagbare telefoons en satellietontvangers worden SAW's toegepast.

Oppervlakte golven

Iedereen die wel eens een steentje in een rimpelloze vijver heeft gegooid, heeft opgemerkt dat daar waar de steen het water raakt er golven ontstaan, die zich cirkelvormig over de vijver uitbreiden. Dat is een typisch voorbeeld van een oppervlakte golf. Oppervlakte golf, omdat deze golf zich verplaatst over de waterspiegel en niet erg diep in het water doordringt. Niet alleen vloeistoffen kennen dit verschijnsel, ook in vaste stoffen kunnen oppervlakte golven ontstaan. De Engelse natuurkundige Rayleigh gaf reeds in 1885 een wiskundige beschrijving van de oppervlakte golven, die zich na een aardbeving over het oppervlak van de aarde voortplanten. Hetzelfde verschijnsel doet zich voor na iedere grote drukverandering in de aarde. Denk bijvoorbeeld aan een ondergrondse ontploffing van een atoombom. Wie een dergelijke gebeurtenis op TV ziet, zal onmiddellijk de oppervlakte golf opmerken, die ontstaat rond de plaats van de explosie.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.25
Hoofdstuk 6/6.5



3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

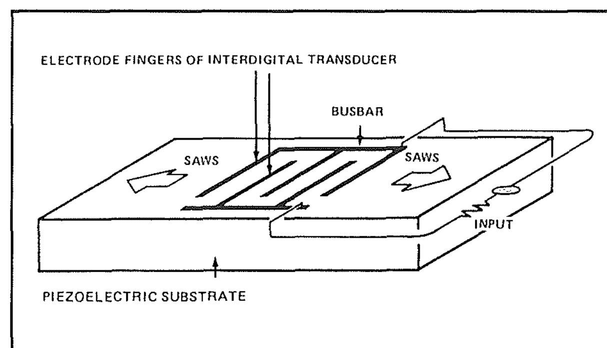
Dergelijke golven worden acoustische oppervlakte golven genoemd, vanwege hun grote golflengten. In het Engels wordt dat "Surface Acoustic Waves", afgekort tot "SAW".
In 1965 toonden twee Amerikaanse wetenschappers, White en Voltmer, aan dat dergelijke golven ook elektrisch konden worden opgewekt in een dunne laag piëzo-elektrisch materiaal. Elektronici zagen hierin onmiddellijk een hele reeks toepassingen en de research verplaatste zich van het fundamenteel wetenschappelijk onderzoek naar de laboratoria van diverse onderdelen fabrikanten.

Piëzo-elektrische materialen

Piëzo-elektrische materialen zijn materialen die, onder invloed van een elektrisch veld, zich gaan vervormen. Het materiaal zal tussen het veld samengedrukt of uitgerekt worden. Omgekeerd zal zo'n materiaal, als het wordt uitgerekt of samengeperst, tussen twee er op bevestigde elektroden een elektrische spanning genereren. Het materiaal reageert dus op een wisselende spanning door een beweging uit te voeren en vice versa. Dit verschijnsel is al lang bekend en er zijn tal van nuttige toepassingen bedacht, zoals microfoons en luidspekertjes. Het lag voor de hand dat dit materiaal als eerste in aanmerking kwam om te onderzoeken of men ook hierin oppervlakte golven zou kunnen opwekken.

Het opwekken van acoustische oppervlakte golven

Het principe van het genereren van acoustische oppervlakte golven in een plaatje van een piëzo-elektrisch materiaal wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/3.37-1. Op een zeer dun plaatje piëzoelektrisch materiaal, het substraat genoemd, worden twee kamvormige metalen constructies opgedampt. De "tanden" van de "kammen" grijpen in elkaar. Deze tanden worden de "vingers" genoemd. Meestal bestaan deze kammen uit opgedampt aluminium met een dikte van 0,05 tot 0,005 µm. De basis van de kammen wordt de "busbar" genoemd. De volledige opgedampte constructie heet de "InterDigital Transducer", afgekort tot IDT.
Als men nu de twee busbars van de IDT verbindt met een wisselspanning, dan zullen er tussen de vingers wisselende elektrische velden ontstaan, die niet alleen in grootte, maar ook in polariteit wisselen. Het gevolg is dat het piëzo-elektrisch materiaal tussen de vingers gaat uitzetten en inkrimpen. Deze mechanische bewegingen wekken een acoustische oppervlakte golf op, in de tekening voorgesteld door SAWS. Deze verspreiden zich zowel naar links als naar rechts door het oppervlak van het plaatje piëzo-elektrisch materiaal.



Figuur 3/3.37-1: Het genereren van acoustische oppervlakte golven in een plaatje piëzo-elektrisch materiaal.

Het afstemmen van een IDT

In figuur 3/3.37-2 is hetzelfde principe nog eens getekend, maar nu in bovenaanzicht. Duidelijk blijkt nu hoe de golven ontstaan tussen de vingers van de kammen. De periode van de golf wordt dus

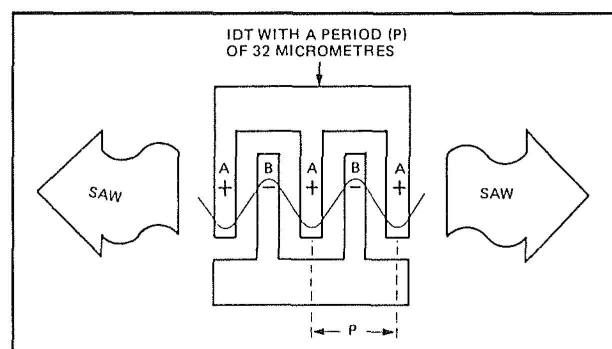
3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

bepaald door de onderlinge afstand tussen de vingers van de kammen. Het zal uit deze figuur ook onmiddellijk duidelijk worden dat er een zeer streng verband bestaat tussen de frequentie van het aangelegde signaal en de afstand tussen de vingers. Stel dat aan de getekende constructie een sinusvormig signaal wordt gelegd met een frequentie van 100 MHz. Als het substraat vervaardigd is uit lithiumtantalium, dan zal de oppervlakte golf een snelheid ontwikkelen van 3.200 m/s. De golflengte van een 100 MHz signaal dat zich met deze snelheid verspreid is 32 µm. Om een maximale amplitude van de golven te produceren moet de IDT worden afgestemd op deze lengte. Men zegt dat de IDT een periode moet hebben van 32 µm. Een volledige golflengte past, dat blijkt duidelijk uit de tekening, tussen drie tanden van de IDT. Als de vingers even dik zijn als hun onderlinge afstand, moet deze onderlinge afstand gelijk zijn aan 8 µm. Alleen dan zal de IDT zijn afgestemd op een signaal met een frequentie van 100 MHz.

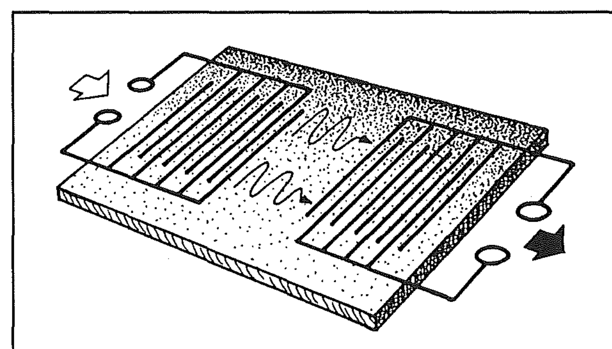
De belangrijke conclusie die uit dit verhaal getrokken kan worden, is dat men een IDT kan afstemmen op een bepaalde frequentie. Hetgeen onmiddellijk het vermoeden doet ontstaan dat men SAW-componenten kan gebruiken voor het maken van afgestemde filters!

Van golf naar spanning

Natuurlijk moeten de oppervlakte golven, die zich voortplanten via het oppervlak van het substraat, ooit weer omgezet worden in een elektrische spanning. Dat doet men door een tweede IDT op het substraat op te dampen, op een bepaalde afstand van de eerste. Een volledig SAW-component heeft dus altijd twee IDT's, zoals geschetst in figuur 3/3.37-3. Dank zij het piëzo-elektrisch effect zullen de acoustische oppervlakte golven in de vingers van de tweede IDT een elektrische spanning genereren. Ook die kan zo berekend worden, dat de grootste spanning ontstaat bij een golflengte die afhankelijk is van de afstand tussen de vingers. Op deze manier kan men dus op een heel eenvoudige manier een afgestemd filter maken.



Figuur 3/3.37-2: Uit deze tekening blijkt duidelijk hoe men een IDT kan afstemmen op een bepaalde frequentie.



Figuur 3/3.37-3: Een volledig SAW-onderdeel bestaat uit een plaatje piëzo-elektrisch substraat met daarop twee opgedampte IDT's.

Het SAW-substraat

Aan het substraat worden hoge eisen gesteld. Het moet bestaan uit een anisotropische monokristallijne grondstof, aange-

zien deze de beste eigenschappen heeft voor het beoogde doel.
In de praktijk maakt men gebruik van de drie onderstaande chemische verbindingen:
- lithium-niobaat $LiNbO_3$;
- lithium-tantalaat $LiTaO_3$;
- kwarts SiO_3.

Deze materialen worden tegenwoordig volledig synthetisch gemaakt. Om het basismateriaal de gunstigste eigenschappen gegeven wordt het gesmolten materiaal verhit tot iets boven het zo genoemde Curie-punt. Bij $LiNbO_3$ ligt dit punt bij 1.160 °C. Hierdoor krijgt het materiaal de optimale elektrostatische eigenschappen. Nadien wordt de smelt langzaam afgekoeld terwijl men het onder invloed brengt van een sterk elektrisch veld. Op deze manier worden alle elektrostatische dipolen in één richting gedraaid.
Uit dit basismateriaal worden zeer dunne plakjes gezaagd, die aan één kant een grondige en zeer fijne polijstbewerking ondergaan. De metalen IDT's worden op de gepolijste kant aangebracht met de traditionele technieken die van de IC-fabricage bekend zijn.

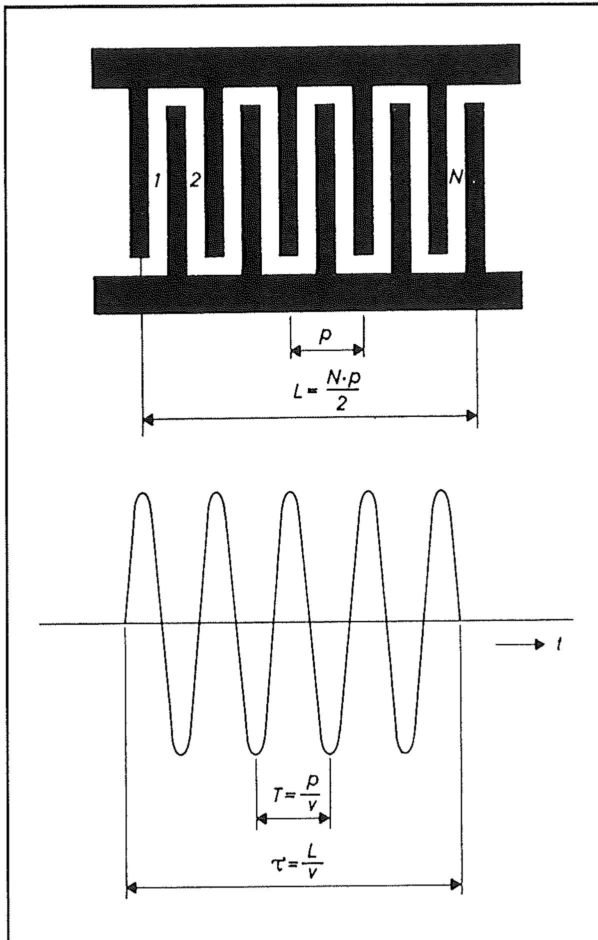
De voortplantingssnelheid
De voortplantingssnelheid van de acoustische oppervlakte golven is veel lager dan deze van de elektromagnetische golven door de lucht. Als de oppervlaktestructuur heel glad is (vandaar het polijsten) is de snelheid echter volledig onafhankelijk van de frequentie. Voor de gebruikte materialen ligt de snelheid rond de 3.000 meter per seconde. Dat betekent dat deze oppervlakte golven ruim 100.000 keer trager gaan dan elektromagnetische golven! Een en ander heeft echter tot gevolg dat, voor een en dezelfde frequentie, de golflengte van een oppervlakte golf ook 100.000 maal korter is dat de elektromagnetische golflengte. Een elektromagnetisch signaal met een frequentie van 30 MHz heeft een golflengte van 10 meter. Zet men dit signaal echter via een SAW om in een oppervlakte golf, dan wordt de golflengte gereduceerd tot 0,1 mm. Dank zij deze fysische eigenschap, kan men SAW-componenten maken met afmetingen die praktisch realiseerbaar zijn.

Eigenschappen van SAW-componenten

Inleiding
Een SAW-component heeft een aantal interessante elektrische eigenschappen, waarvan de voornaamste zijn:
- het golfpakket;
- de bandbreedte;
- de groeplooptijd;
- de piëzo-elektrische koppelfactor;
- de "Triple transit" echo;
- de direct breakthough;
- de edge reflections;
- het equivalent schema.

Het golfpakket
Stel dat aan een IDT, die is samengesteld uit twee kammen met ieder vijf vingers (zie figuur 3/3.37-4), een ***zeer smalle*** elektrische puls wordt gelegd. Deze puls zorgt ervoor dat alle vingers van de ene kam eventjes positief worden ten opzichte van alle vingers van de andere kam. Tussen de vingers worden dus de oppervlakte golven gegenereerd, dit noemt men een golfpakket. Hoeveel golven er worden gegenereerd in dit pakket is dus afhankelijk van het aantal vingers van de IDT! Hoe meer vingers, hoe meer perioden de oppervlak-

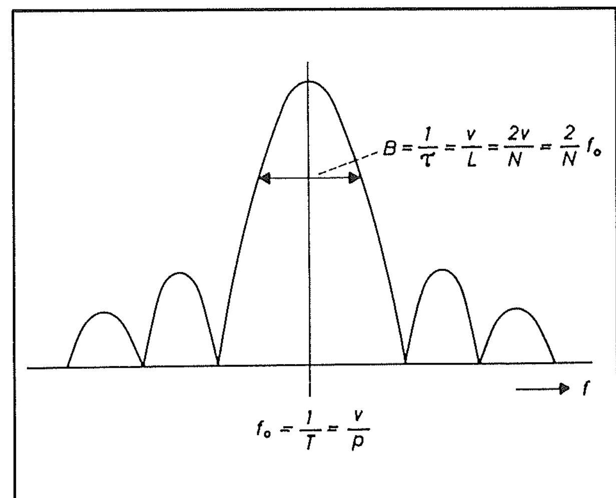
te golf zal hebben! Het is dus niet de breedte van de elektrische puls die aan de IDT wordt gelegd, die het aantal golven bepaalt, maar de geometrie van de IDT.



Figuur 3/3.37-4: Uit deze tekening valt af te leiden dat het aantal perioden van het golfpakket in eerste instantie wordt bepaald door het aantal vingers van de IDT.

De bandbreedte

Een tweede belangrijk aspect is de amplitude/frequentie-karakteristiek van de ontvangende IDT. De golven planten zich rechtlijning door het substraat verder en zullen dus een na een tussen de vingers van de ontvangende IDT verschijnen. Als de eerste golf aankomt, zullen de eerste vingers van de IDT in het mechanische spanningsveld komen en een spanning genereren. Deze wordt afgevoerd door de busbar's van de twee kammen. Nadien komt de eerste golf onder de volgende vingers en arriveert de tweede golf onder de eerste vingers. De tweede vingers genereren nu een maximale spanning, maar ook de eerste vingers leveren een bijdrage aan de totale spanning die via de busbar's wordt afgevoerd. Vanwege de relatief lage voortplantingssnelheid van de oppervlakte golven duurt het een bepaalde tijd alvorens de IDT zijn maximale spanning genereert. Maar gedurende dat genereren van spanning schuiven de golven van links naar rechts onder de vingers door. Het zal duidelijk zijn dat er momenten zijn waarop twee bepaalde vingers een spanning genereren die in tegenfase is met de spanning die door twee andere vingers wordt opgewekt.



Figuur 3/3.37-5: Het typische verloop van de bandbreedte van een IDT.

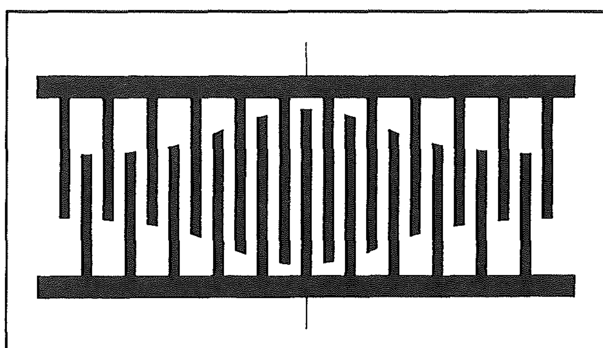
Men zegt dan ook dat het binnenkomend golfpakket wordt ***bemonsterd*** door de geometrie van de IDT. De plaats en de lengte van de overlappingen van de aangrenzende vingers bepalen achtereenvolgens de

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

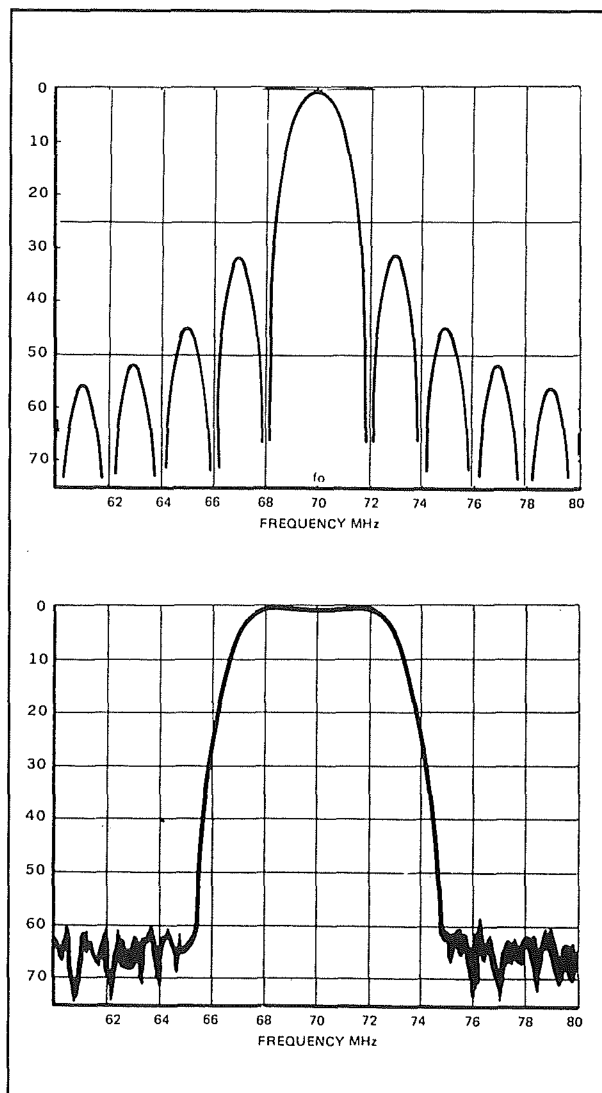
fase en de sterkte van het geïnduceerd elektrisch signaal.
Een en ander heeft tot gevolg dat een ontvangende IDT een specifieke bandbreedte heeft, waarvan het verloop is geschetst in figuur 3/3.37-5.
De centrale frequentie f_0 wordt vastgelegd door de afstand tussen de vingers, terwijl het aantal vingeroverlappingen de bandbreedte B bepaalt. Hoe meer vingers er aanwezig zijn, hoe kleiner de bandbreedte wordt. Naast de primaire doorlaatband zijn er een aantal zijlobben, die symmetrisch liggen ten opzichte van de centrale frequentie f_0.

Gewogen IDT's

Door de geometrie van de IDT aan te passen, kan men invloed uitoefenen op het verloop van de bandbreedte. Zo kan men, door niet alle vingers even lang te maken, de bandbreedte binnen bepaalde grenzen beïnvloeden door bijvoorbeeld de meestal ongewenste zijlobben te verwijderen. Een dergelijke IDT noemt men een *gewogen* IDT. Hoe een dergelijke constructie er uit kan zien, is geschetst in figuur 3/3.37-6. De invloed van het wegen van een IDT op de bandbreedte is groot. Ter illustratie zijn in figuur 3/3.37-7 twee bandbreedtes getekend.



Figuur 3/3.37-6: Een voorbeeld van een gewogen IDT, waardoor men de bandbreedte kan aanpassen.

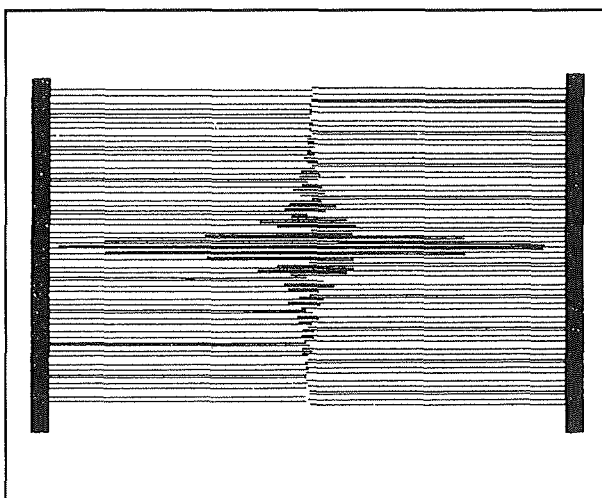


Figuur 3/3.37-7: De invloed van de geometrie van een IDT op de bandbreedte wordt hier heel overtuigend bewezen.

De bovenste is van een SAW-filter, afgestemd op 70 MHz, waar géén gewogen IDT werd toegepast. Men stelt vast dat dit filter een vrij smalle bandbreedte heeft en bovendien een heleboel zijlobben, waarvan de eersten slechts 13 dB onderdrukt worden. De onderste karakteristiek geldt voor een identiek filter, waarvan de ontvangende IDT gewogen werd volgens de geometrie die in figuur 3/3.37-8 wordt

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

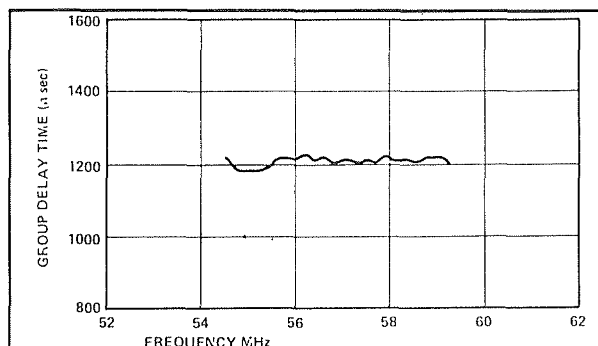
voorgesteld. Commentaar zonder enige twijfel overbodig!
Uit figuur 3/3.37-8 blijkt dat een IDT in de praktijk heel veel vingers heeft. Het getekende voorbeeldje is in feite nog een heel eenvoudige constructie. IDT's die uit meer dan 1.000 vingers bestaan zijn geen uitzondering!



Figuur 3/3.37-8: De geometrie van de IDT, die verantwoordelijk is voor de onderste bandbreedte van figuur 3/3.37-7.

De groeplooptijd

De groeplooptijd, voorgesteld door het symbool τ_0, wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de voortplantingssnelheid v van de oppervlakte golven en de afstand d tussen het midden van de beide IDT's. In formulevorm:
$\tau_0 = d / v$
Bij de meeste SAW-filters bedraagt de groeplooptijd ongeveer 1 μs. De groeplooptijd is tamelijk onafhankelijk van de golflengte van de oppervlakte golven en dus ook van de frequentie van het aangelegde signaal. In figuur 3/3.37-9 is als voorbeeld de groeplooptijd van een SAW getekend in het frequentiebereik van 54,5 MHz tot 59 MHz.



Figuur 3/3.37-9: De groeplooptijd is vrij constant en onafhankelijk van de aangelegde frequentie.

De piëzo-elektrische koppelfactor

De voortplantingssnelheid over het vrije oppervlak van het substraat is iets groter dan daar waar de IDT's opgedampt zijn. Dit wordt veroorzaakt door de geleidbaarheid en de massa van de vingers, die een bepaalde plaatselijke materiaal-stugheid veroorzaken. Dit verschil wordt gedefinieerd door de piëzo-elektrische koppelfactor k, die wordt bepaald door:
$k^2 = [\{V_{vrij} - V_{IDT}\} / V_{vrij}] . 100 \%$
Voor lithium-niobaat bedraagt de piëzo-elektrische koppelfactor 4,5 % tot 5,5 %. Voor lithium-tantalaat meet men 0,75 % en voor kwarts slechts 0,16 %.
Wat is de praktische betekenis van deze grootheid? Het verschil in voortplantingssnelheid veroorzaakt een breking van de oppervlakte golven aan het scheidingsoppervlak tussen het substraat en de vingers van de IDT's. Dat is te vergelijken met de breking van lichtgolven aan het oppervlak van water. Het gevolg is dat er ongewenste reflecties ontstaan tussen de vingers van de IDT. Deze reflecties hebben een nadelig effect op de vorm van de bandbreedte. Deze reflecties moeten gedempt worden door speciale reflectie-absorberende structuren op het substraat aan te brengen. Hoe kleiner de piëzo-elektrische koppelfactor, hoe minder last men heeft

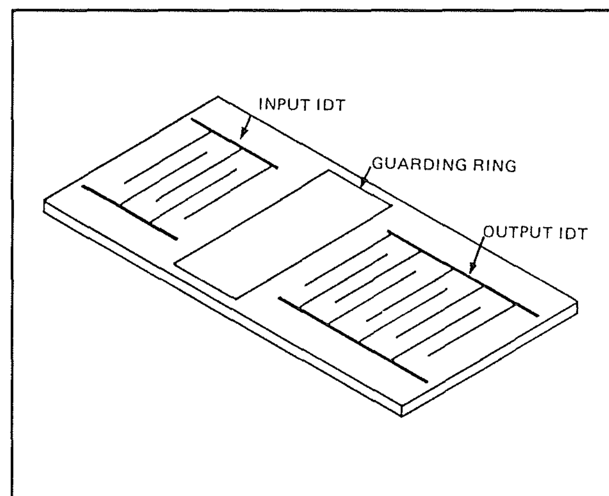
van deze reflecties en hoe minder extra onderdelen met op het substraat moet aanbrengen.

De "Triple transit" echo

Een voor SAW-componenten typisch stoorsignaal is de zogenoemde "Triple transit" echo. Zoals reeds besproken zullen er rond de ontvangende IDT reflecties ontstaan. De golven die naar de randen van het substraat divergeren kunnen onderdrukt worden door technologische maatregelen. Maar er zijn natuurlijk ook golven die worden uitgestraald in de richting van de zendende IDT. Daar aangekomen, veroorzaken zij opnieuw reflecties en een deel van de nu erg verzwakte golven gaan weer richting ontvangende IDT. Daar zorgen deze golven voor het genereren van kleine spanningen. Ieder golfpakket dat wordt uitgezonden door de ene IDT zal dus steeds twee spanningspulstreinen veroorzaken in de tweede IDT. De eerste, grote pulstrein wordt veroorzaakt door het binnenkomende golfpakket. Even later verschijnt een tweede, veel kleinere pulstrein aan de uitgang als gevolg van de "Triple transit" echo. Deze echo, ook wel afgekort tot TTE, heeft nadelige effecten op de elektrische karakteristieken van het SAW-component, maar kan principieel niet onderdrukt worden.

De direct breakthough

De gehele constructie van een SAW kan worden opgevat als een condensator, waarbij de twee IDT's de platen voorstellen en het substraat het diëlektricum. Hoewel de waarde van deze condensator zeer klein is, zal deze toch een bepaalde impedantie hebben. Deze impedantie is een wisselstroomweerstand, met als gevolg dat het aanleggen van een elektrisch signaal op de ene IDT tot gevolg heeft dat er ***onmiddellijk*** een klein signaaltje in de tweede IDT ontstaat. Dit signaaltje noemt men de "direct breakthrough" van de SAW en het zal duidelijk zijn dat dit storend signaal zo klein mogelijk gemaakt moet worden. Dit kan door tussen de twee IDT's een zogenoemde "guarding ring" op te dampen. Zoals uit de afbeelding van figuur 3/3.37-10 blijkt, bestaat deze guarding ring uit een plaatje metaal, dat tussen de twee IDT's op het oppervlak van het substraat wordt opgedampt. Door dit plaatje met de massa van de schakeling waarin de SAW gebruikt wordt, te verbinden, wordt de directe capacitieve koppeling tussen de ingang en de uitgang gereduceerd.



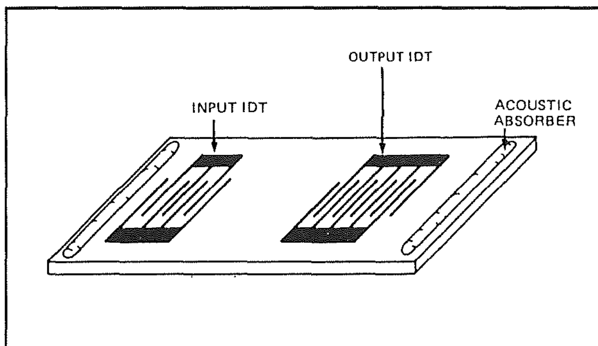
Figuur 3/3.37-10: Door het aanbrengen van een "guarding ring" kan de direct breakthrough geminimaliseerd worden.

De edge reflections

De oppervlakte golven die door een IDT worden uitgezonden, verspreiden zich natuurlijk niet alleen naar de tweede IDT. Er gaan ook golven naar de randen van het substraat. Ook hier worden de golven gebroken, hetgeen zich uit in reflecties. Deze reflecties zullen allemaal op een be-

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

paald moment bij de ontvangende IDT terecht komen en hierin kleine elektrische signalen genereren. Om deze zogenoemde "edge reflections" te minimaliseren worden er aan de zijkanten van het substraat speciale absorberende materialen, de zogenoemde "acoustic absorbers", aangebracht. In figuur 3/3.37-11 is getekend hoe deze absorberende materialen er voor zorgen dat de edge reflections zo goed mogelijk onderdrukt worden. Meestal worden hiervoor massa's gebruikt met een grote (mechanische) dempingsfactor, zoals epoxy-hars.

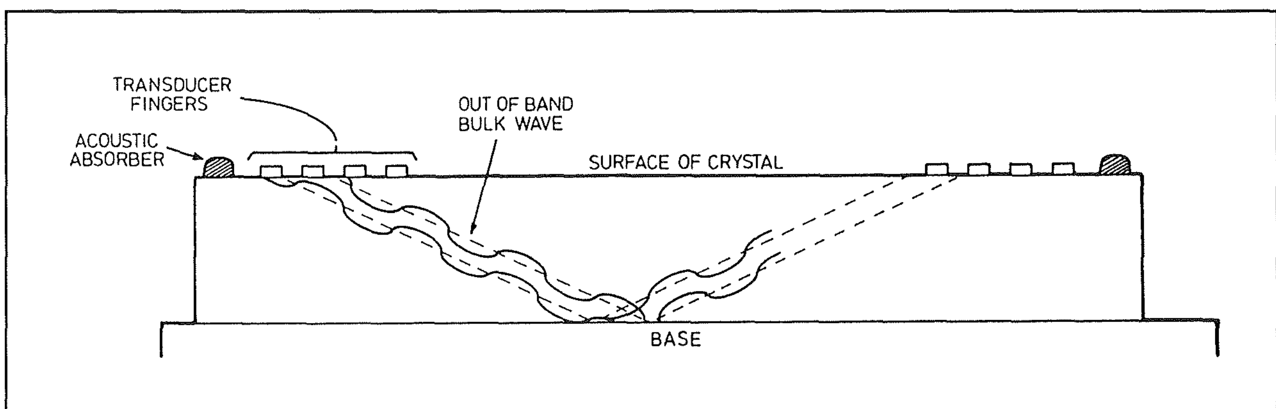


Figuur 3/3.37-11: Door het aanbrengen van "acoustic absorbers" worden de "edge reflections" geminimaliseerd.

Een tweede factor die bijdraagt aan de edge reflections wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/3.37-12. Dank zij het gepolijst oppervlak van het substraat zullen de in de zendende IDT gegenereerde golven zich voor het grootste deel voortplanten als acoustische oppervlakte golven. Een deel dringt echter toch door in het substraat en zal zich door deze massa voortplanten. Aan de onderzijde van het substraat worden deze golven gereflecteerd en gaan dan verder naar de ontvangende IDT. Ook deze golven genereren kleine spanningen, die uiteraard iets vertraagd zijn. De afgelegde weg van deze zogenoemde "bulk waves" is immers groter dan deze van de oppervlakte golven. Om deze golven te onderdrukken wordt het substraat door middel van dempende materialen in de behuizing gemonteerd.

Samenvatting

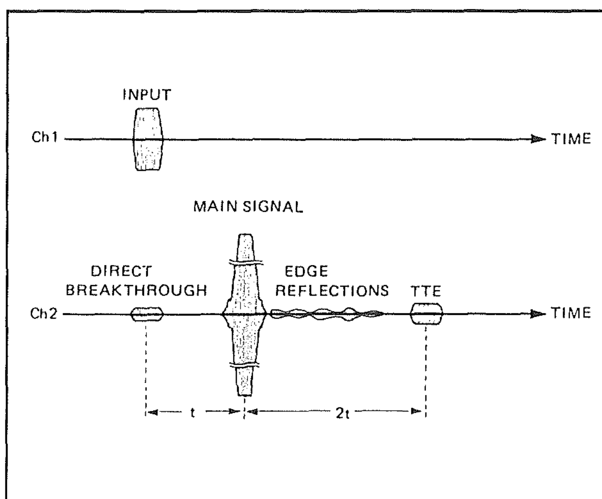
Een aantal van de besproken eigenschappen van SAW's zorgen ervoor dat één zendende puls niet als dusdanig door de ontvangende IDT wordt gegenereerd. In feite bestaat de respons van de IDT uit vier pulsen, die respectievelijk worden gegenereerd door:



Figuur 3/3.37-12: De "bulk waves", die zich door de massa van het substraat voortplanten, dragen bij aan de vertraagde signalen die door de edge reflections worden gegenereerd.

- de direct breakthrough;
- het eigenlijke (vertraagde) zendsignaal;
- de edge reflections;
- de TTE.

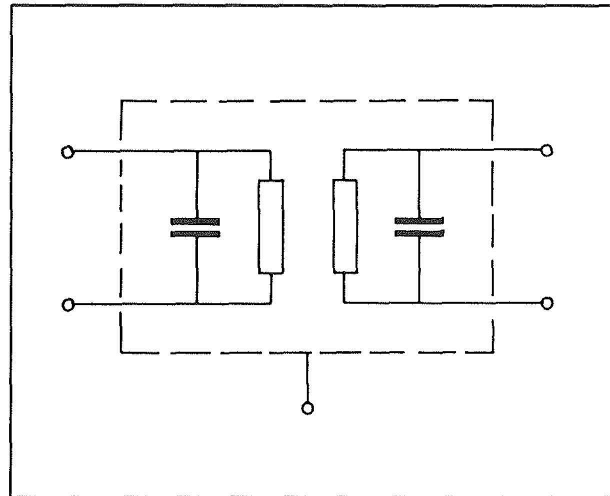
De respons van een SAW op een puls aan de ingang kan dus worden samengevat als getekend in figuur 3/3.37-13.



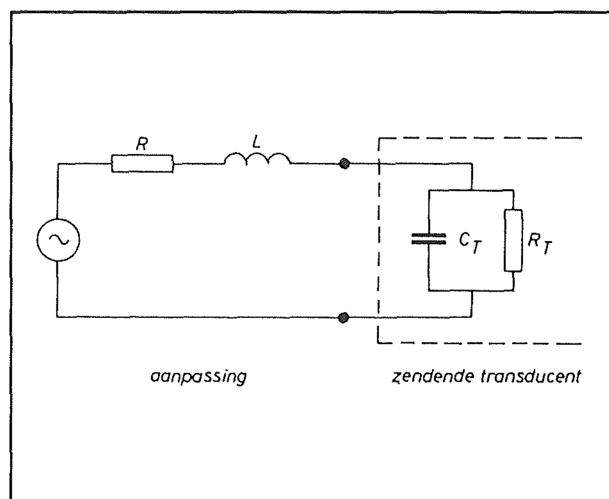
Figuur 3/3.37-13: De pulsrespons van een SAW.

Het equivalent schema

Een IDT gedraagt zich niet als een ohmse weerstand, maar als een capacitieve impedantie. Dat is logisch, want de constructie, met zijn op een bepaalde afstand van elkaar geplaatste vingers die in elkaar grijpen, is in feite een schoolvoorbeeld van een condensator. Vandaar dat men een SAW-component elektrisch kan voorstellen als getekend in figuur 3/3.37-14. Iedere IDT is opgebouwd uit de parallel schakeling van een condensator en een (zeer grote) weerstand. Omdat SAW's voornamelijk bij zeer hoge frequenties worden toegepast, kunnen de condensatoren gemakkelijk afgestemde kringen vormen met de inductiviteit van de er op aangesloten onderdelen of zelfs van de sporen op een print. Er ontstaan dan allerlei opslingeringsverschijnselen die moeilijk in de hand zijn te houden. Vandaar dat men vaak een spoeltje L en een weerstand R in serie met de IDT opneemt, zie figuur 3/3.37-15. De bedoeling is dat deze componenten, samen met de capaciteit van de IDT, een resonantiekring vormen die wordt afgestemd op de werkfrequentie van het onderdeel. Het geheel wordt daardoor minder kwetsbaar voor elektrische beïnvloeding door de buitenwereld.



Figuur 3/3.37-14: Het equivalent schema van een SAW.



Figuur 3/3.37-15: De aanpassing van een IDT in een SAW.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

De fabricage van SAW's

Het substraat

Een allereerste voorwaarde voor de fabricage van SAW's is dat men beschikt over een substraat waarin absoluut geen kristalfouten voorkomen. Iedere kristalfout veroorzaakt immers ongewenste reflecties, waardoor het elektrisch gedrag van het onderdeel zwaar verstoord kan worden. Vandaar dat de plakjes onder een welbepaalde hoek uit het kristal worden gezaagd. Deze plakjes worden nadien onderzocht op kristalfouten, ofwel met behulp van röntgenstralen, ofwel met behulp van heel sterke lasers die door het materiaal schijnen. Uit deze plakjes worden dan later de eigenlijke substraatjes gezaagd, die meestal een dikte van ongeveer 0,5 mm hebben.
Vanwege de specifieke eigenschappen wordt lithium-niobaat voornamelijk toegepast voor brede band filters en vertragingslijnen. Kwarts wordt gebruikt voor smalle band filters en resonatoren.

De geometrie van de SAW

Nadien wordt de geometrie van de SAW ontwikkeld. Hiermee wordt bedoeld de vorm van de twee IDT's, dus het aantal vingers, hun dikte, hun onderlinge afstand, hun lengte, etc. Bovendien kan, zoals later zal blijken, het noodzakelijk zijn nog speciale componenten op het substraat aan te brengen.
Voor het ontwikkelen van deze geometrie bestaan tegenwoordig speciale softwarepakketten, zodat het ontwerpproces grotendeels geautomatiseerd kan worden. Het ontwerp van een SAW is immers tweedimensionaal, want alles dat op het substraat moet komen, bestaat uit een heel dunne laag aluminium. Een dergelijk proces kan vrij eenvoudig door software berekend worden. Deze automatische berekening van de geografie van een SAW maakt het onderdeel goedkoop te produceren, ook in kleine series. Het is dan ook vrij gemakkelijk om SAW's op klantenspecificatie te ontwerpen.

De lithografie

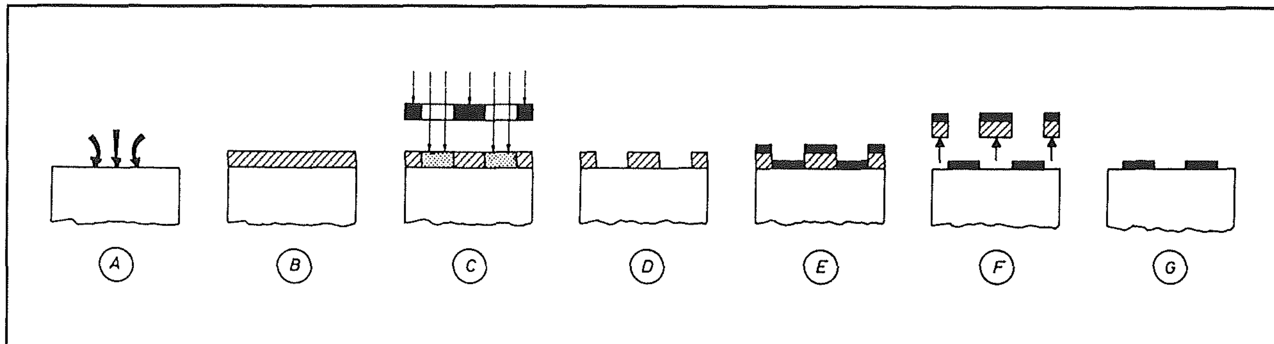
Als de geometrie ontworpen is, moet deze omgezet worden in tastbaar aluminium op het oppervlak van het substraat. Dit proces noemt men de lithografie. Hiervoor worden technieken gebruikt, die ook bij de vervaardiging van IC's worden toegepast. Alleen zijn de eisen minder streng, omdat (tot nu toe) nog niet met de minimale sub-µm afstanden van IC's gewerkt moet worden. Toch is men reeds in staat de onderlinge afstand tussen vingers te reduceren tot 1 µm.
Het lithografie-proces bestaat in wezen uit het maken van een film van de geometrie en het bespuiten van het substraat met een fotogevoelige laag, de zogenoemde "photo resist". Het reinigen van het substraat, het aanbrengen van de fotolak en het drogen daarvan zijn volledig geautomatiseerde processen. De plotter van de ontwerpcomputer levert een film aan op schaal 10/1, waarmee het substraat ultraviolet wordt belicht. Kleine onnauwkeurigheden in de film worden zodoende met een factor tien gereduceerd.

De lift-off techniek

Voor het aanbrengen van het aluminium bestaan twee procédé's, waarvan het lift-off procédé het vaakst wordt toegepast. Figuur 3/3.37-16 geeft een indruk van deze fabricage.

- Stap A
  Het oppervlak van het substraat wordt grondig gereinigd.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



Figuur 3/3.37-16: De fabricage-stappen bij de productie van een SAW volgens het lift-off procédé.

- Stap B
  De foto-resist laag wordt aangebracht en gedroogd.
- Stap C
  De foto-resist wordt belicht.
- Stap D
  Het substraat wordt ontwikkeld, waarbij de belichte delen van de fotolaag worden weggespoeld.
- Stap E
  Het substraat wordt in een opdampklok geplaatst en er wordt een dun laagje aluminium opgedampt. Ook de nog aanwezige fotolaag wordt voorzien van aluminium.
- Stap F
  Het substraat wordt in een acetonbad gedompeld, waarbij de nog aanwezige fotolak wordt opgelost. Het dun laagje aluminium, dat op deze fotolak was opgedampt, breekt hierbij af en wordt dus van het substraat verwijderd.
- Stap G
  Het substraat is nu klaar, de geometrie is onder de vorm van een dunne laag aluminium aanwezig.

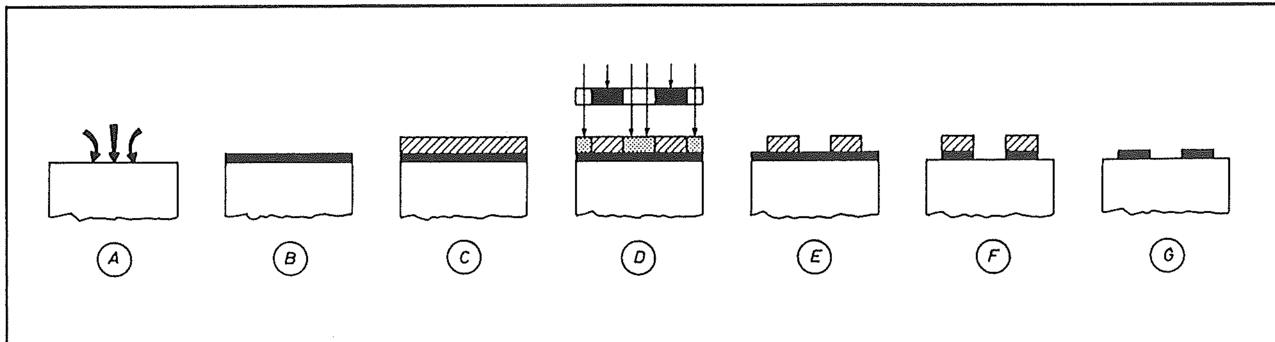
Met deze techniek is het mogelijk de toleranties op de afmetingen van de opgedampte componenten binnen +/-30 nm te houden. Deze technologie wordt dan ook voornamelijk toegepast bij SAW-componenten die aan hoge eisen moeten voldoen. Een voorbeeld. Bij een SAW die wordt toegepast als resonator op een frequentie van 1 GHz geeft een breedtetolerantie op de vingerdikte van 10 nm een frequentie-afwijking van 13 kHz, oftewel een fout van 13 ppm. Bij maximale tolerantie zou een dergelijke resonator dus een frequentie-afwijking van slechts +/-39 kHz, oftewel +/-0,004 %, hebben!

Etstechniek

Voor SAW's die minder strenge toleranties kunnen hebben, wordt vaak gebruik gemaakt van de etstechniek. Met deze fabricagetechniek kan men tegenwoordig nauwkeurigheden van +/-200 nm bereiken. In wezen komt dit proces neer op de werkwijze die ook gevolgd worden als men op een fotografische manier een print wil maken. De diverse productiestappen zijn geschetst in figuur 3/3.37-17.

- Stap A
  Het substraat wordt gereinigd.
- Stap B
  De aluminium film wordt opgedampt, dus over het gehele oppervlak van het substraat.
- Stap C
  De fotolak wordt op de metaallaag aangebracht.
- Stap D
  De fotolak wordt belicht, er moet nu echter met een diapositieve film gewerkt worden.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



Figuur 3/3.37-17: De fabricage-stappen van de etstechniek.

- Stap E
  De belichte fotolak wordt weggespoeld.
- Stap F
  Het substraat wordt geëtst, waarbij het opgedampte aluminium wordt verwijderd daar waar de fotolak werd weggespoeld.
- Stap G
  De overbodige fotolak wordt verwijderd, waardoor het niet weggeëtste aluminium te voorschijn komt.

Afwerking van de componenten

In de vorige stappen werd steeds over "het substraat" gesproken, maar in feite moet men daar "wafer" lezen. Eerst nadat de geometrie is aangebracht, wordt de wafer versneden tot de individuele substraten. Ieder substraat ondergaat nadien een grondige reiniging. Ieder stofdeeltje dat op het substraat blijft plakken kan immers het verloop van de oppervlakte golven verstoren. Het substraat wordt nadien op een metalen drager gelijmd, waarna het dempingsmateriaal wordt aangebracht en de soepele verbindingen met de aansluitpennetjes worden gelast (bonding). Tot slot wordt het geheel in een metalen behuizing ondergebracht, die gevuld wordt met stikstof onder druk. Op deze manier wordt het onderdeel beschermd tegen atmosferische invloeden en wordt degradatie tegen gegaan.

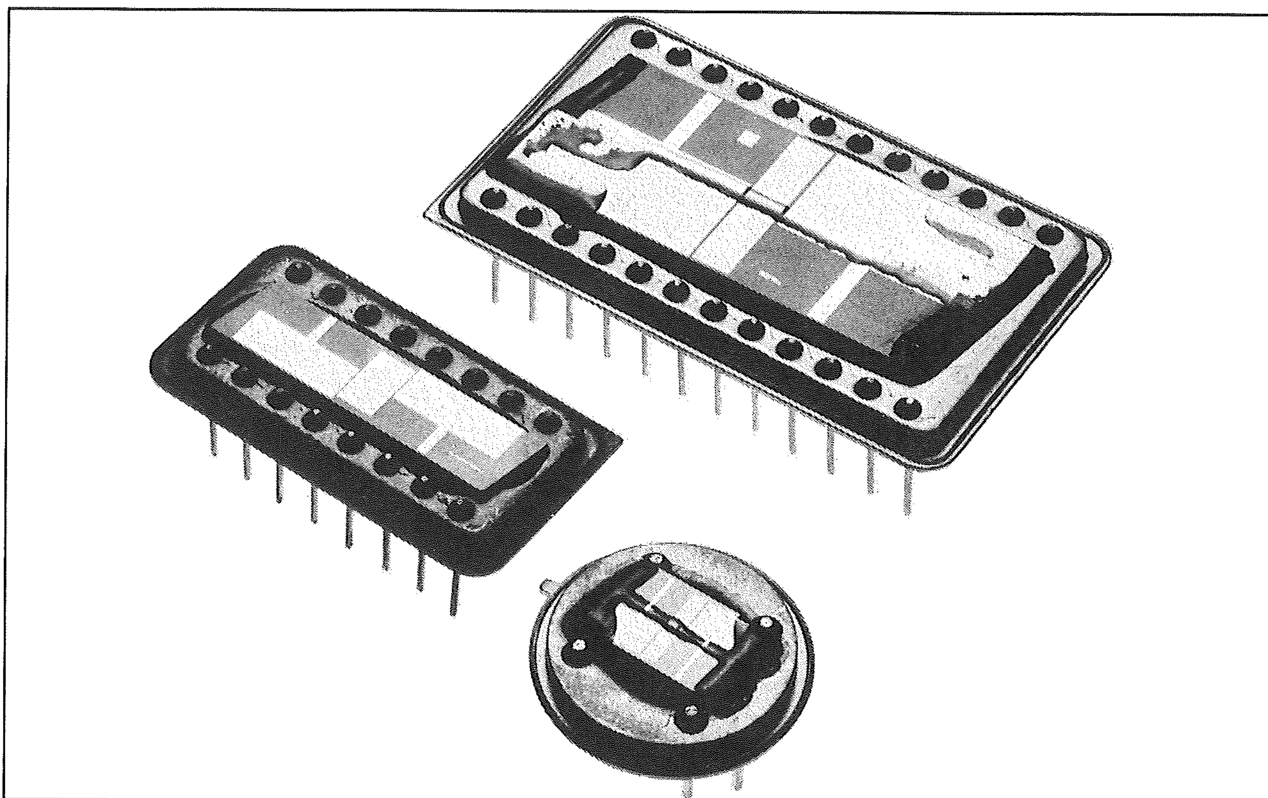
In figuur 3/3.37-18 worden, ter illustratie, drie SAW's zonder behuizing voorgesteld. Op deze foto zijn de IDT's en de guarding ring te zien en ook de absorberende materialen op het substraat. Uit deze foto blijkt bovendien dat de meeste SAW's worden geleverd in DIL-behuizingen, die echter wél groter zijn dan deze die van de standaard IC's bekend zijn.

Soorten SAW-componenten

Inleiding

SAW's zijn zeer universele analoge componenten. Het zal duidelijk zijn dat de basisstructuur van een SAW, een substraat met daarop twee IDT's opgedampt, een analoge vertragingslijn vormt. Het ingangssignaal wordt immers door de beperkte voortplantingssnelheid van de oppervlakte golven door het substraat vertraagd. Daarnaast zijn er echter speciale SAW's ontwikkeld, waarvan het ontwerp volledig is toegespitst op een bepaalde applicatie. Hoewel de meeste van dergelijke speciale uitvoeringen alleen in de zeer professionele elektronica worden toegepast, worden deze in dit overzicht toch even voorgesteld.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



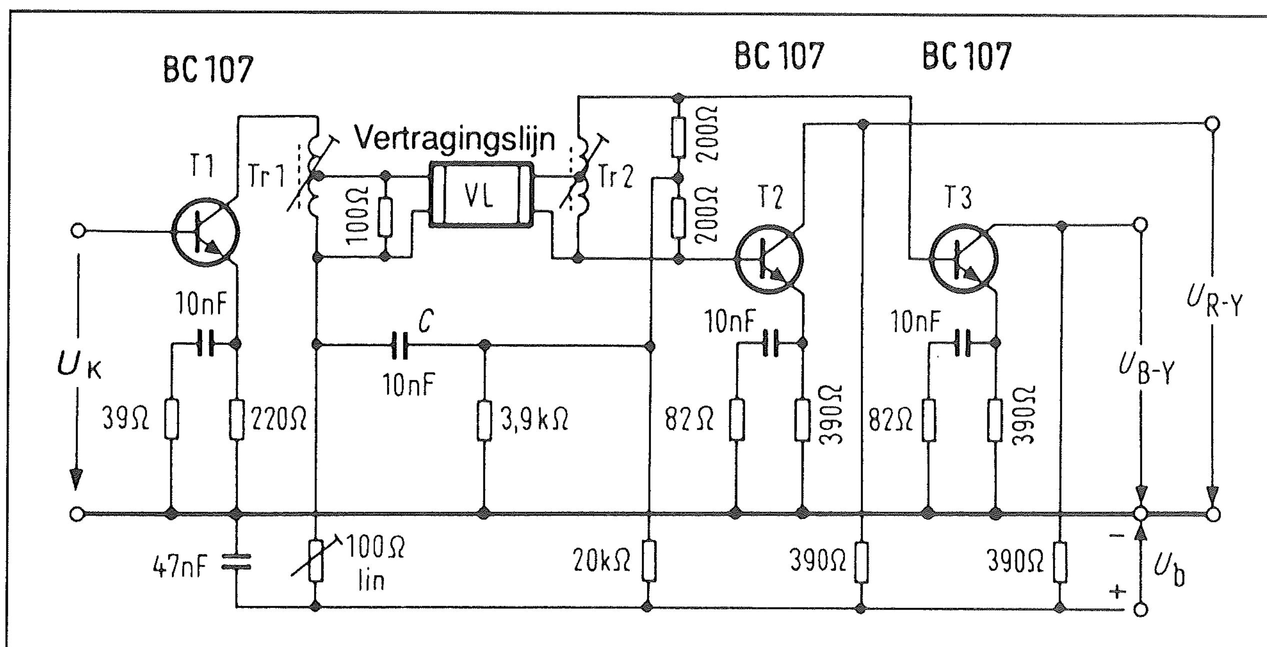
Figuur 3/3.37-18: Drie opengesneden SAW's, waarin duidelijk de diverse onderdelen van de geometrie te zien zijn.

De SAW als vertragingslijn

De standaard SAW, zoals die tot nu toe besproken is, is niets meer of minder dan een analoge vertragingslijn. De vertragingstijd wordt bepaald door de afstand tussen de twee IDT's en dus in feite door de lengte van het substraat. Nu zal het duidelijk zijn dat men de lengte van dit substraat niet onbegrensd kan opvoeren. Vandaar dat de te realiseren vertragingstijd ligt tussen ongeveer 400 ns en 100 µs. Tegenwoordig worden wel pogingen gewaagd langere tijden te verkrijgen, door gebruik te maken van een "opgevouwen" of "opgerold" substraat.

Vertragingslijnen worden veel toegepast in de TV-techniek. In iedere moderne kleuren-TV zit minstens één SAW, die als vertrager wordt gebruikt. Het is namelijk noodzakelijk de totale signaalinhoud van één beeldlijn voor de duur van één periode, dat wil zeggen ongeveer 64 µs, te vertragen. Vroeger werden hiervoor zogenoemde looptijdkabels of ultrasone vertragingslijnen toegepast. Tegenwoordig wordt vrijwel uitsluitend gewerkt met SAW's, die precies af te stemmen zijn op de gewenste doorlaatband en de noodzakelijke vertragingstijd. In figuur 3/3.37-19 is als voorbeeld een PAL-decodeerschakeling getekend, waarbij gebruik wordt gemaakt van een SAW-vertrager om de noodzakelijke signaalvertraging te realiseren. Het kleursoortsignaal U_k stuurt de transistor T1. De SAW-vertragingslijn VL is via een ingangstransformator Tr1 met een overdrachtsverhouding van 4/1 aan deze transistor gekoppeld.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



Figuur 3/3.37-19: Een PAL-decoder waarbij de noodzakelijke vertraging van 64 µs wordt geleverd door een SAW-vertrager.

Het onvertraagde signaal wordt via de condensator C doorgekoppeld naar de middenaftakking van een brugschakeling, samengesteld uit de trafo Tr2 en de twee weerstanden van 200 Ω. Het vertraagde signaal wordt aan de trafo aangeboden. Er wordt gemengd, waardoor de signalen U_{R-Y} en U_{B-Y} ontstaan. Deze twee signalen worden toegevoerd aan de basissen van de transistoren R2 en T3 en worden van de collectoren afgetakt.

De SAW als oscillator

Met vertragingslijnen kan men echter ook oscillators samenstellen. Het principiële schema hiervan is getekend in figuur 3/3.37-20. De SAW wordt opgenomen in de terugkoppeling van een versterker. Deze schakeling kan gaan oscilleren als aan de twee zogenoemde oscillatievoorwaarden wordt voldaan:

- als de versterker inverterend werkt, moet de SAW een fasedraaiïng van 180° genereren bij de oscillatie-frequentie;
- de versterkingsfactor van de versterker moet zo geregeld worden, dat deze het verlies van de SAW bij de oscillatiefrequentie precies opheft.

Aan beide voorwaarden, die overigens voor iedere oscillator gelden, kan gemakkelijk voldaan worden, zodat men zonder meer kan stellen dat SAW vertragingslijnen ideale onderdelen zijn voor het samenstellen van zeer stabiele HF-oscillatoren.

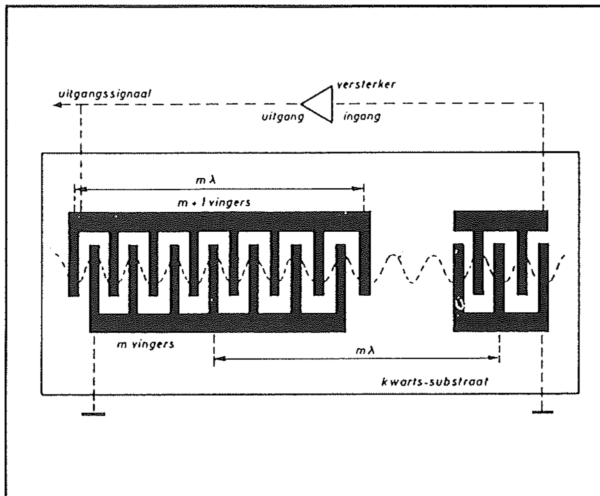
Met dergelijke eenvoudige schakelingen zijn oscillatoren te maken, die oscilleren op een grondfrequentie van 10 MHz tot 2,5 GHz.

SAW-resonatoren

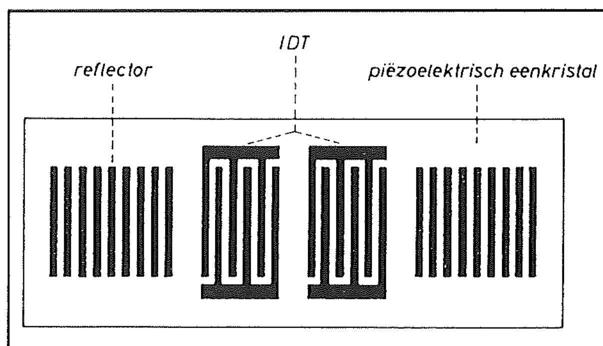
De eigenschappen van een standaard SAW als oscillator kunnen aanmerkelijk verbeterd worden door enige extra onderdelen op het oppervlak van het substraat op te dampen. Men spreekt dan van SAW-resonatoren. De verbeteringen hebben voornamelijk betrekking op de kwaliteits-

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

factor. Door een SAW vertragingslijn te vervangen door een SAW-resonator, kan de kwaliteitsfactor opgevoerd worden tot 8.000.



Figuur 3/3.37-20: Het principiële schema van een SAW als oscillator.

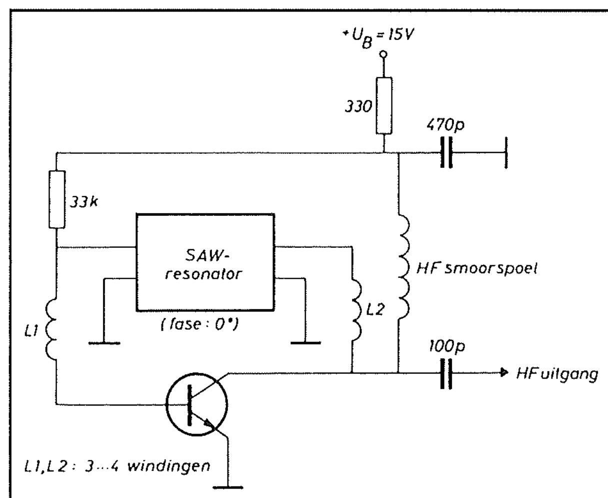


Figuur 3/3.37-21: De geometrie van een SAW-resonator.

De standaard voorstelling van een SAW-resonator is getekend in figuur 3/3.37-21. Naast de twee IDT's staan twee parallel gerichte reflectoren. De afstand tussen beide reflectoren bedraagt een geheel veelvoud van de halve golflengte van de gewenste oscillatorfrequentie. Bij een juiste dimensionering van de vier elementen op het oppervlak van het substraat treedt dan, als gevolg van het ontstaan van reflecties tussen beide reflectoren, een staande golf beweging op met als frequentie de gewenste oscillatie-frequentie.

Bij de reflectoren wordt dankbaar gebruik gemaakt van het bij de IDT's volledig ongewenste effect van zijdelingse reflecties. De reflectoren zijn samengesteld uit enige honderdtallen parallelle vingers, die niet met elkaar zijn verbonden. De vingers hebben een dikte van $\lambda/4$ en een identieke onderlinge afstand. Voor frequenties van meer dan 1 GHz worden de metalen vingers vervangen door zeer fijne groefjes, die in het gepolijste oppervlak van het substraat worden geëtst.

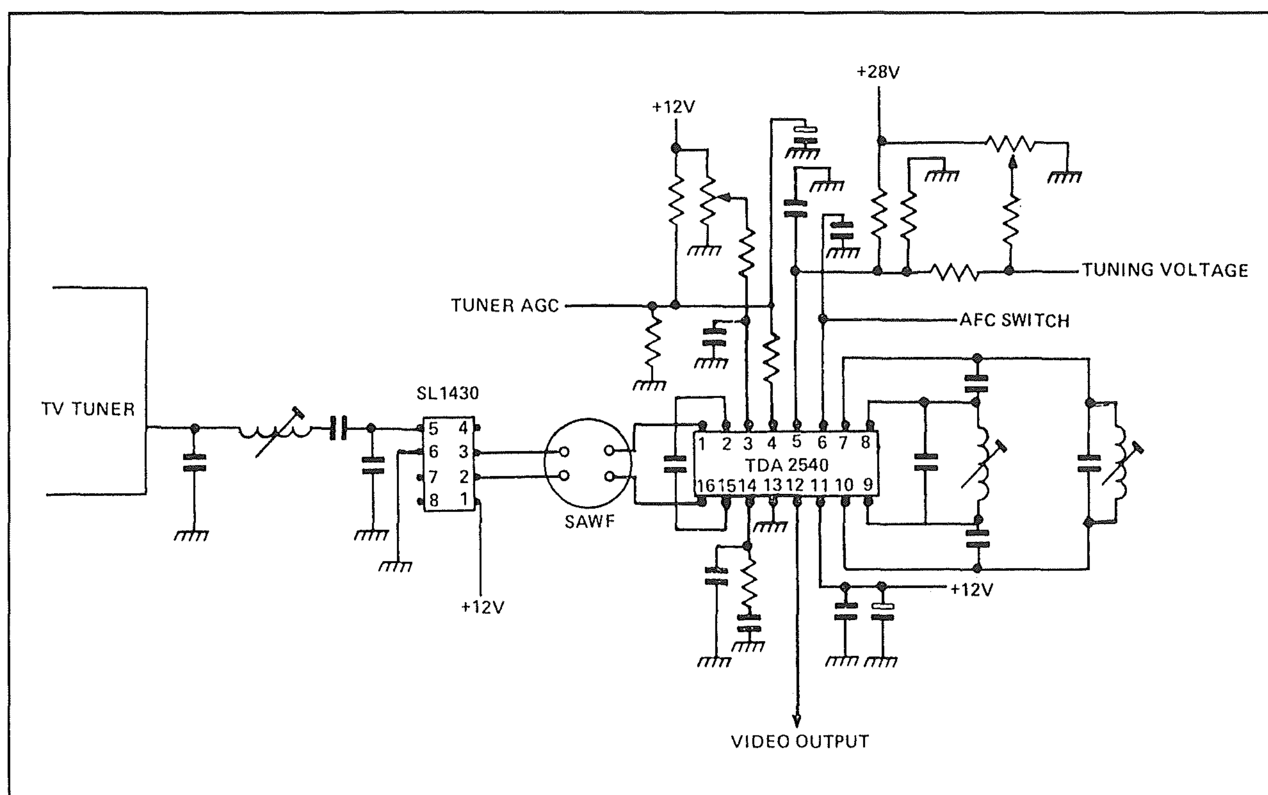
Vanwege bepaalde vrij ingewikkelde fysische verschijnselen die in het substraat ontstaan, zal de frequentie-stabiliteit uitstekend zijn. Een temperatuursverloop van 50 °C heeft een frequentieverloop van slechts 75 ppm tot gevolg.



Figuur 3/3.37-22: Het schema van een HF-oscillator met een SAW-resonator als frequentiebepalend element.

In figuur 3/3.37-22 is een praktische schakeling getekend van een oscillator, waarbij het frequentiebepalend element wordt gevormd door een SAW-resonator.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



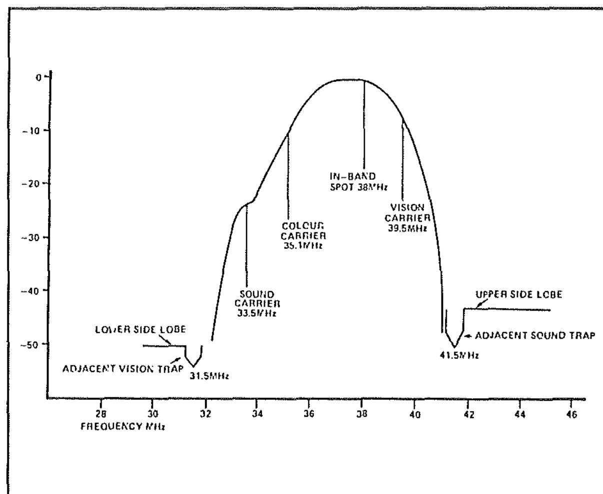
Figuur 3/3.37-23: Een middenfrequent beeldversterker met slechts één afgestemd SAW-filter.

Schakeltechnisch gedraagt deze schakeling zich als een passieve vierpool, met een fase-draaiïng van 180° tussen de in- en de uitgang. Men kan echter zonder bezwaar ook schakelingen toepassen waar er geen fasedraaiïng bestaat tussen in- en uitgang. Het volstaat dan een van de IDT's omgekeerd aan te sluiten, dus massa en hete pen te verwisselen.

SAW-filters

Door het aanpassen van de geometrie van de vingers kan men een SAW-vertragingslijn bijna iedere gewenste frequentie/amplitude-karakteristiek geven. Hiervan wordt dankbaar gebruik gemaakt in allerlei HF-schakelingen, zoals TV-ontvangers. Op deze plaatsen worden immers soms vrij complex gevormde doorlaatbanden geëist, die met traditionele LC-netwerken maar heel moeilijk te realiseren zijn. Als voorbeeld is in figuur 3/3.37-23 een volledige MF-versterker voor het beeld getekend, waarbij als afgestemde kring slechts één SAW-filter kan worden toegepast. De SL1430 is een ultra-lineaire versterker met vaste versterkingsfactor en differentiële uitgangen. De uitgangstrap van deze schakeling is speciaal ontworpen voor het aansturen van een IDT van een SAW-filter. De TDA2540 is de video beeldversterker met geïntegreerde synchrone detector en AGC en AFC. Het gebruik van een SAW voert dus tot een opmerkelijke reductie van het noodzakelijk aantal onderdelen! De doorlaatband van dit specifieke TV-filter is getekend in figuur 3/3.37-24.
Een nadeel van het gebruik van SAW-filters is dat er vrij grote looptijden ontstaan. Het filter vertraagt immers het signaal! In principe kunnen deze vertragingen natuurlijk geminimaliseerd worden

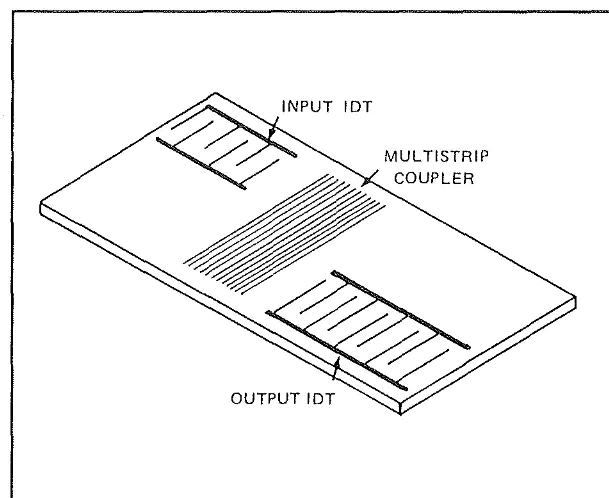
door de twee IDT's dicht op elkaar te plaatsen. Maar dat ontstaan er weer allerlei technologische problemen. Die zijn echter op te lossen door gebruik te maken van zogenoemde multistrip-SAW's.



Figuur 3/3.37-24: De bandbreedte van het SAW-filter dat in het schema van figuur 3/3.37-23 wordt gebruikt.

De multistrip-SAW

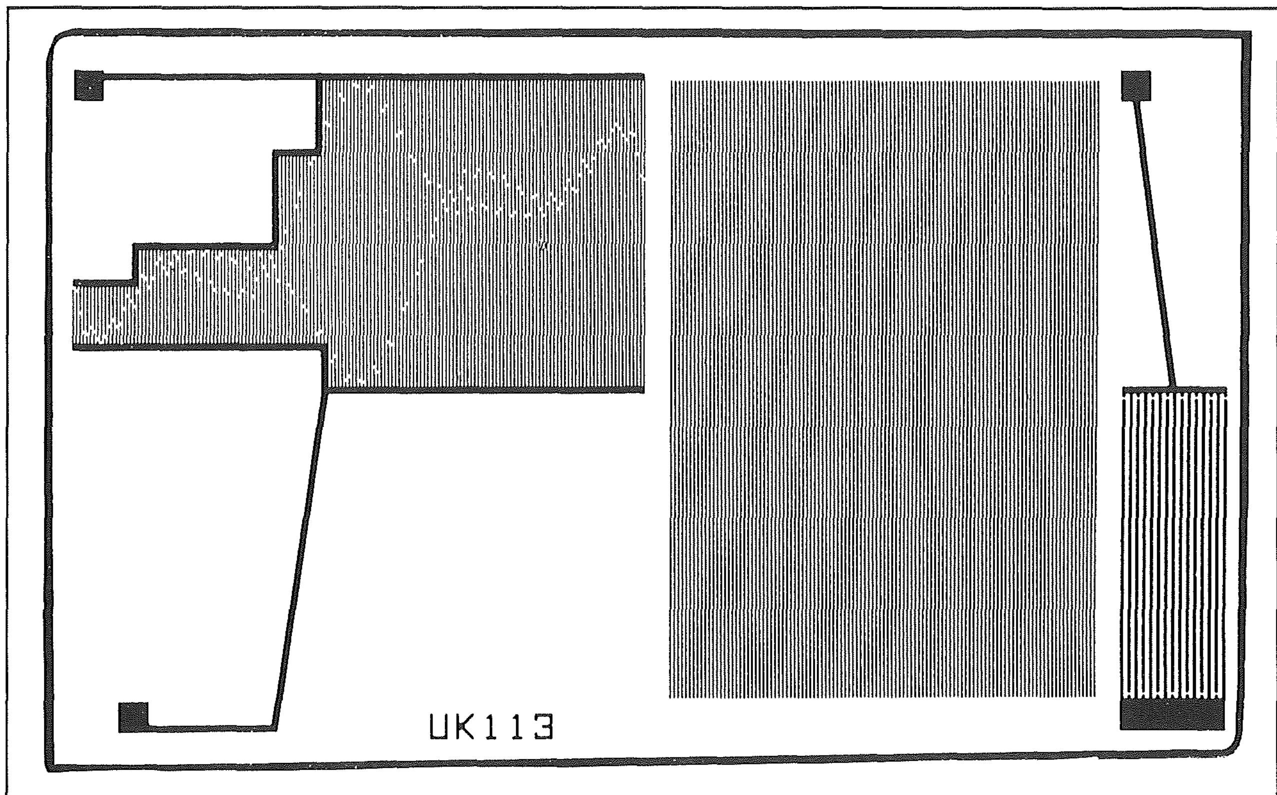
De multistrip-SAW is een speciale uitvoering van de SAW-vertragingslijn. De algemene eigenschap van multistrip geometrieën is dat beide IDT's niet in elkaars verlengde staan, maar verschoven zijn. Men noemt dit offset-IDT's. Tussen beide IDT's is dan een de multistrip opgenomen. De typische geometrie van een dergelijke SAW is voorgesteld in figuur 3/3.37-25. Wat zijn nu de voordelen van dergelijke opstelling? Het grote voordeel is dat een dergelijk constructie veel minder last heeft van de reeds beschreven bulk waves, die door het substraat van de ene naar de andere IDT gaan. Natuurlijk zal de oppervlakte golf, die door de zendende IDT wordt uitgestraald ook niet rechtstreeks op de ontvangende IDT terecht komen. Door het aanbrengen van de multistrip koppelaar tussen beide IDT's worden de uitgezonden oppervlakte golven echter afgebogen en komen alsnog op de ontvangende IDT terecht. Een tweede voordeel van deze constructie is dat beide IDT's dichter bij elkaar geplaatst kunnen worden, omdat de oppervlakte golven nu een langere weg afleggen. Voor een bepaalde vertraging kan men dus de lengte van het substraat verkleinen. Of, als zo weinig mogelijk vertraging gewenst is, kan men de geometrie optimaliseren voor kleine vertraging en optimale bandbreedte.



Figuur 3/3.37-25: De principiële samenstelling van een multistrip-SAW.

Een derde voordeel van de multistrip geometrie is dat de rechtstreekse elektromagnetische en capacitieve koppeling tussen de in- en de uitgang veel kleiner wordt.
In de praktijk wordt de multistrip geometrie vaak toegepast. Om een idee te krijgen van de complexiteit van de geometrie van dergelijke SAW's wordt in figuur 3/3.37-26 de sterk vergrote lay-out van een dergelijke geometrie voorgesteld. Deze tekening geeft de geometrie van een door Philips ontwikkelde SAW voor radartoepassingen.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

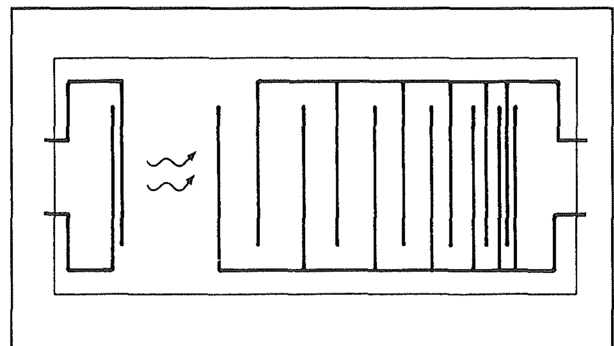


Figuur 3/3.37-26: De geometrie van een door Philips ontwikkelde multistrip-SAW voor radar-applicaties.

Let hierbij vooral op de manier waarop de linker IDT is vorm gegeven! De witte stipjes zijn geen foutjes in de tekening, maar geven een idee van de ingewikkelde geometrie van de individuele vingers van een IDT.

Dispersive-SAW's

Frequentie-analyse vormt een zeer belangrijke tak van de elektronische meettechniek. Zoals bekend stelt de theorie van Fourier dat ieder periodisch signaal in wezen bestaat uit sinussen met verschillende frequenties, amplituden en fasen: de zogenoemde harmonischen. Het analyseren van een bepaald vreemd gevormd signaal in zijn harmonischen vertelt heel veel over dit signaal. In feite is deze harmonische analyse net zo iets als een DNA-analyse van een levend wezen. Frequentie-analysatoren, ook spectrum-analysers genoemd, worden dan ook veel toegepast, maar zijn heel ingewikkelde en dure apparaten. Onder bepaalde voorwaarden kan die hele ingewikkelde elektronica vervangen worden door .... één SAW met een zeer speciale geometrie!



Figuur 3/3.37-27: Geometrie van een dispersive-SAW, waarmee men op een heel eenvoudige manier frequentie-spectra kan analyseren.

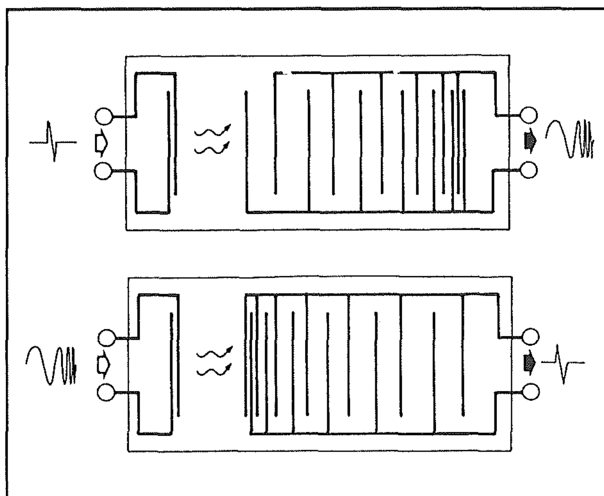
3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

Deze speciale SAW's worden dispersive-SAW's genoemd. De basis-geometrie van een dergelijk onderdeel is getekend in figuur 3/3.37-27. De input-IDT bestaat uit slechts twee vingers en is dus heel breedbandig. De output-IDT is zeer speciaal vormgegeven en wel zo dat de afstand tussen de vingers steeds kleiner wordt. Stel nu dat aan de input-IDT een zeer smalle, willekeurig gevormde puls wordt aangelegd. De SAW zal als het ware een Fourier-analyse uitvoeren op deze puls en sinusvormige oppervlakte golven met de in de puls aanwezige frequenties en amplituden genereren. Deze golven migreren naar de output-IDT. De snelheid van de golven is vrijwel constant. De vingers die het verst uit elkaar liggen zijn het gevoeligst voor de lage frequenties in het samengesteld golfsignaal. De vingers waarvan de onderlinge afstand het kleinst is zijn het gevoeligst voor de golven met de hoogste frequentie. Natuurlijk worden alle signalen door de busbars van de IDT gesommeerd. Het zal echter duidelijk zijn dat de spanningen die gegenereerd worden door de lage frequenties het eerst verschijnen. De afstand die deze golven moeten afleggen alvorens zij door de vingers van de output-IDT in een spanning worden omgezet is immers het kleinst. Op de uitgang ontstaat dus een spanningsverloop, waarvan het amplitude-verloop in de tijd een getrouwe indruk geeft van de frequentie-samenstelling van de puls aan de ingang.
Het volstaat dus de uitgangsspanning gelijk te richten en aan te bieden aan een oscilloscoop die getriggerd wordt door de ingangspuls om het frequentie-spectrum van de ingangspuls op het scherm te toveren!
Natuurlijk heeft het systeem wel als nadeel dat het alleen werkt als de ingangspuls smal is. Maar het zal duidelijk zijn dat dergelijke dispersive-SAW's enorme mogelijkheden hebben.

Chirp-generatoren

Een van die mogelijkheden is het gebruik van een dispersive-SAW als chirp-oscillator. Een "chirp" is een smalle puls waarvan de frequentie snel toeneemt. Dergelijke pulsen worden bijvoorbeeld toegepast bij radar's. Het principe van radar zal bekend zijn: de antenne wordt gevoed met een zeer korte en krachtige hoogfrequente puls. Het elektromagnetisch veld dat deze puls rond de antenne opbouwt, verspreidt zich met de lichtsnelheid van ongeveer 300.000 km/s door de ruimte en zal terug gekaatst worden door metalen voorwerpen. De antenne van de radar-installatie pikt deze teruggekaatste puls op en het systeem berekent afstand en plaats van het voorwerp dat de puls heeft terug gekaatst. De lucht is tegenwoordig echter vol met korte elektromagnetische pulsen. Bijvoorbeeld, stoorpulsen die door militaire vliegtuigen worden uitgezonden om de vijandelijke radar in de war te brengen. Hoe weet de radar dat hij een reflectie-pulsje opvangt van zijn eigen uitgezonden signaal? Dat kan alleen door de uitgezonden puls een unieke samenstelling te geven, bijvoorbeeld door de frequentie op een bepaalde manier te laten variëren. Als het systeem dan een puls terug ontvangt met hetzelfde frequentieverloop is men er zeker van dat geen foutieve puls wordt gedetecteerd.
Het genereren en nadien weer herkennen van dergelijke pulsen is een hele klus. Of, beter geschreven, wás een hele klus! Tegenwoordig kan dat heel gemakkelijk door gebruik te maken van dispersive-SAW's. Het basis-principe is getekend in figuur 3/3.37-28.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



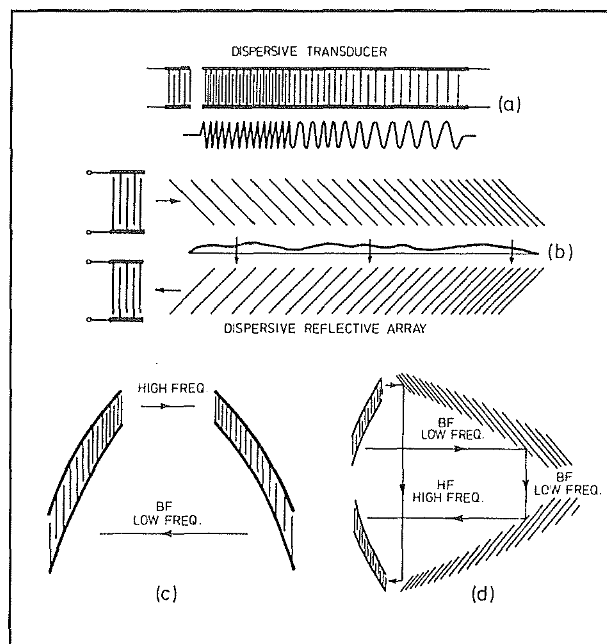
Figuur 3/3.37-28: Het genereren en weer herkennen van een chirp-puls door middel van twee dispersive-SAW's.

De bovenste dispersive-SAW wordt gestuurd door een smalle puls en zal een uniek samengestelde uitgangspuls genereren. De frequentie- en amplitudesamenstelling van deze puls hangt alleen af van de geometrie van de SAW en van de vorm van de ingangspuls. De door de radar terug ontvangen gereflecteerde puls wordt aangeboden aan de ingang van de onderste dispersive-SAW. De output-IDT heeft nu een geometrie die het spiegelbeeld is van de output-IDT van de zendende SAW. Het gevolg is dat op de uitgang van deze tweede dispersive-SAW alleen een krachtig signaal ontstaat als de ontvangen puls identiek is van vorm als het signaal dat werd gebruikt om de radarpuls te genereren! Als de radar echter een gereflecteerde puls ontvangt met een andere samenstelling zal de SAW een uitgangssignaal genereren dat veel zwakker is.
Twee dispersive-SAW's vervullen dus dezelfde rol als printplaten vol traditionele elektronica!

Andere toepassingen van dispersive-SAW's
Men kan wiskundig aantonen dat het uitzenden van een chirp-puls heel wat minder piekvermogen kost dan het uitzenden van bijvoorbeeld een sinus-burst. Dat is de voornaamste reden dat chirp-pulsen tegenwoordig worden toegepast in alle medische apparatuur, die acoustische golven door het menselijk lichaam stuurt. De kans dat tere organen van bijvoorbeeld baby's in de baarmoeder worden beschadigd wordt daardoor verwaarloosbaar klein. Wie in het ziekenhuis "een echo laat maken" kan er tegenwoordig zeker van zijn dat in het indrukwekkende apparaat dispersive-SAW's worden toegepast voor het genereren en ontvangen van de acoustische chirp-pulsen.
Een andere toepassing van dispersive-SAW's treft men aan in moderne elektronische afstandsmeters. Het kan wiskundig worden aangetoond dat, als men een vrij brede chirp-puls opwekt, deze uitstraalt, mengt met de (vertraagde) teruggekaatste chirp-puls en het resultaat door een gespiegelde dispersive-SAW stuurt, er een signaal ontstaat waarvan de ***frequentie recht evenredig is met de afgelegde afstand.*** Een unieke eigenschap, waarvan tegenwoordig veel gebruik wordt gemaakt in vliegtuigen, weerballons en satellieten.

DRA-SAW's
Dispersive-SAW's hebben heel veel toepassingen in de elektronische techniek die iets ingewikkelder is dat deze waarmee de doe-het-zelver zich bezig houdt. Een aantal toepassingen vereisen tamelijk brede chirp-pulsen. Met de geometrie van figuur 3/3.37-28 is dat niet goed mogelijk. Vandaar dat men andere geometrieën heeft bedacht, die door het leven gaan onder de verzamelnaam "DRA".

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)



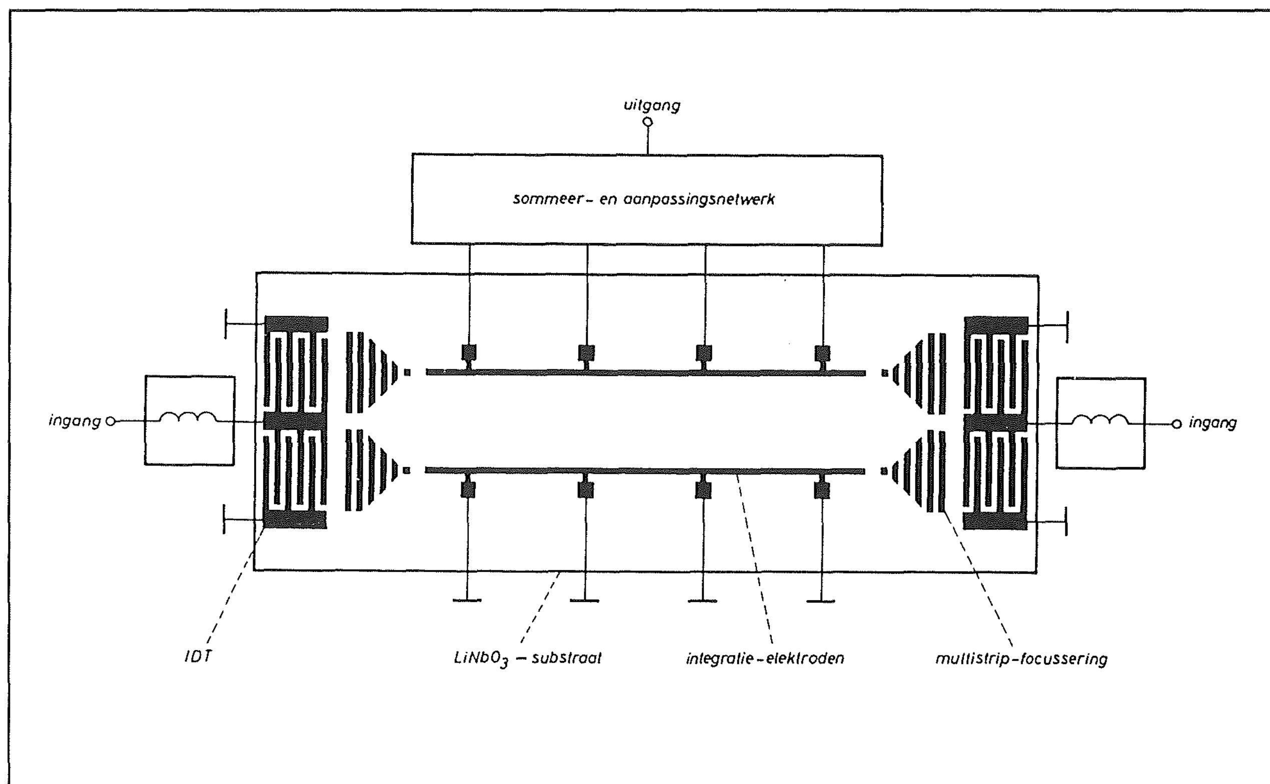
Figuur 3/3.37-29: Voorbeelden van geometrieën van de zogenoemde "Dispersive Reflective Array"'s.

Dat letterwoord staat voor "Dispersive Reflective Array". In figuur 3/3.37-29 zijn enkele geometrieën van dergelijke SAW's getekend.

In het algemeen komt het er op neer dat men probeert de vertraging van de SAW zo groot mogelijk te maken en ook het verschil in looptijd tussen signalen met lage en signalen met hoge frequenties zo groot mogelijk te maken. En dat uiteraard met zo klein mogelijke afmetingen van het substraat!

Convolver-SAW's

Een zeer specifieke, maar ook zeer professionele toepassing van SAW's is het vermenigvuldigen van twee analoge signalen. Zijn die twee signalen sinusvormig, dan kan men wiskundig berekenen dat er in het product een factor aanwezig is met de dubbele frequentie.



Figuur 3/3.37-30: De samenstelling van een convolving-SAW.

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

Met deze techniek die "convolving" heet, kan men dus frequentieverdubbelaars realiseren, iets waar met name in de professionele HF-techniek erg veel toepassingen voor te verzinnen zijn. Men is er in geslaagd speciale SAW's te ontwerpen, waarbij de eigenschappen van golven worden gebruikt om convolving op het substraat te realiseren.
Hoe een dergelijke convolving-SAW er uit zien valt af te leiden uit figuur 3/3.37-30. De SAW heeft twee volledig identieke IDT's, die aan de twee uiteinden van het substraat zijn opgedampt.
Aan beide IDT's worden signalen met dezelfde frequentie toegevoerd. De oppervlakte golven, die ontstaan, worden door twee multistrip focusseringen gericht op twee integratie-elektroden. Gevolg gevend aan de algemene wetten van de golfmechanica, zullen de twee golven die naar elkaar toe bewegen, met elkaar gaan interfereren. Het gevolg is dat er allerlei menggolven ontstaan, waaronder een met de dubbele frequentie. Het uitgangssignaal beslaat dus een bandbreedte, die dubbel zo groot is als de bandbreedte van de ingangssignalen.
Naast de genoemde toepassing als frequentieverdubbelaar kan men met convolver-SAW's nog heel wat meer. Een convolver-SAW is per definitie een analoge vermenigvuldiger. Men heeft typen ontwikkeld, die bijvoorbeeld per seconde $2{,}5.10^{11}$ analoge vermenigvuldigingen kunnen uitvoeren! Dit is heel wat meer dan de rekencapaciteit van zelfs de modernste processor-systemen. Convolver-SAW's worden vaak toegepast in de militaire en ruimtevaart elektronica. Het lijkt echter niet erg waarschijnlijk dat de gemiddelde doe-het-zelver er ooit mee te maken zal krijgen!

3.37 Surface Acoustic Wave componenten (SAW)

3/3.38

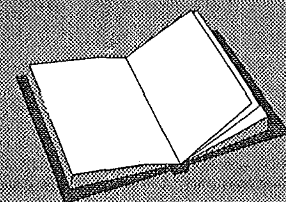
Chip's met optische interconnectie

Inleiding
In diverse laboratoria zijn interessante ontwikkelingen gaande. Als deze ontwikkelingen succes hebben (en daar ziet het wel naar uit), dan zullen binnen tien jaar de ingewikkelde en dure multilaag printplaten, zoals deze tegenwoordig voor moederborden van PC's worden gebruikt, tot het verleden behoren. Printplaten zullen dan alleen dienen voor het exact positioneren van chip's ten opzichte van elkaar en voor algemene verbindingsdoeleinden, zoals het distribueren van voedingsspanningen en massa's. De duizenden adres- en data-verbindingen tussen de chip's, die nu het ontwerpen van een moederbord zo gecompliceerd maken, zullen dan langs ***optische weg*** door de lucht rechtstreeks tussen de chip's tot stand komen!
Chip's met optische interconnectie liggen nu nog niet in de rekken van de elektronica-shop's, maar zijn wel reeds op kleine schaal onder laboratorium omstandigheden uitgetest.

Beperkingen van traditionele elektronica
Moderne elektronische schakelingen werken steeds sneller en worden steeds complexer. Al jaren wordt de vraag gesteld waar de grenzen van deze traditionele elektronica liggen. Kan het nog steeds sneller en kunnen de chip's nog steeds complexer worden?

Op chipniveau is tegenwoordig erg veel mogelijk. Moderne zeer gecompliceerde elektronische subsystemen kunnen geïntegreerd worden op zogenaamde VLSI-chips op sub-micron niveau. Dat betekent dat de verbindingen tussen de verschillende componenten dunner zijn dan éénduizendste van een millimeter! Door die microminiatuur structuren kunnen de schakelingen bovendien ook sneller gaan werken.
De snelheid van een elektronische schakeling wordt immers in grote mate bepaald door de paracitaire capaciteiten tussen de onderdelen en onderlinge verbindingen. De capaciteiten vormen voor wisselspanningssignalen een impedantie. Deze wisselstroomweerstand slokt vermogen op en vormt bovendien met de uitgangsimpedanties van deelschakelingen laagdoorlaat filters. Doordat alle onderdelen en verbindingen zo klein zijn, zullen ook de paracitaire capaciteiten in een

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.12
Hoofdstuk 3/3.15



3.38 Chip's met optische interconnectie

sub-micron chip zeer klein zijn, hetgeen tot gevolg heeft dat men op chip-niveau met zeer hoge kloksnelheden kan werken.

Hoe complexer de geïntegreerde schakelingen echter worden, hoe meer in- en uitgangen en besturingssignalen er aan de chip aangeboden moeten worden. En daar ontstaan onoplosbare problemen!

De kwetsbare chip's moeten gemonteerd worden in behuizingen met aansluitpennetjes. Deze pennetjes worden door middel van een koperen geleidingspatroon op een gedrukte bedrading met elkaar verbonden. Zowel de pennetjes van de IC's als de koperen sporen op een print hebben, vergeleken met de sub-micron structuren in de chip zélf, werkelijk reusachtig te noemen afmetingen. Deze zeer lange geleidende patronen tussen de chip's veroorzaken een aantal problemen.

Op de eerste plaats hebben parallel lopende geleiders, dus ook twee printsporen op een print, een tamelijk hoge capaciteit ten opzichte van elkaar. Dat heeft twee nadelige effecten. Uiteraard zullen deze capaciteiten op de reeds genoemde manier vermogen dissiperen en grenzen stellen aan de maximale snelheid waarmee signalen getransporteerd worden. Maar daarnaast kan het gebeuren dat er capacitieve koppelingen ontstaan tussen parallel lopende geleiders, waardoor stoorsignalen geïntroduceerd worden.

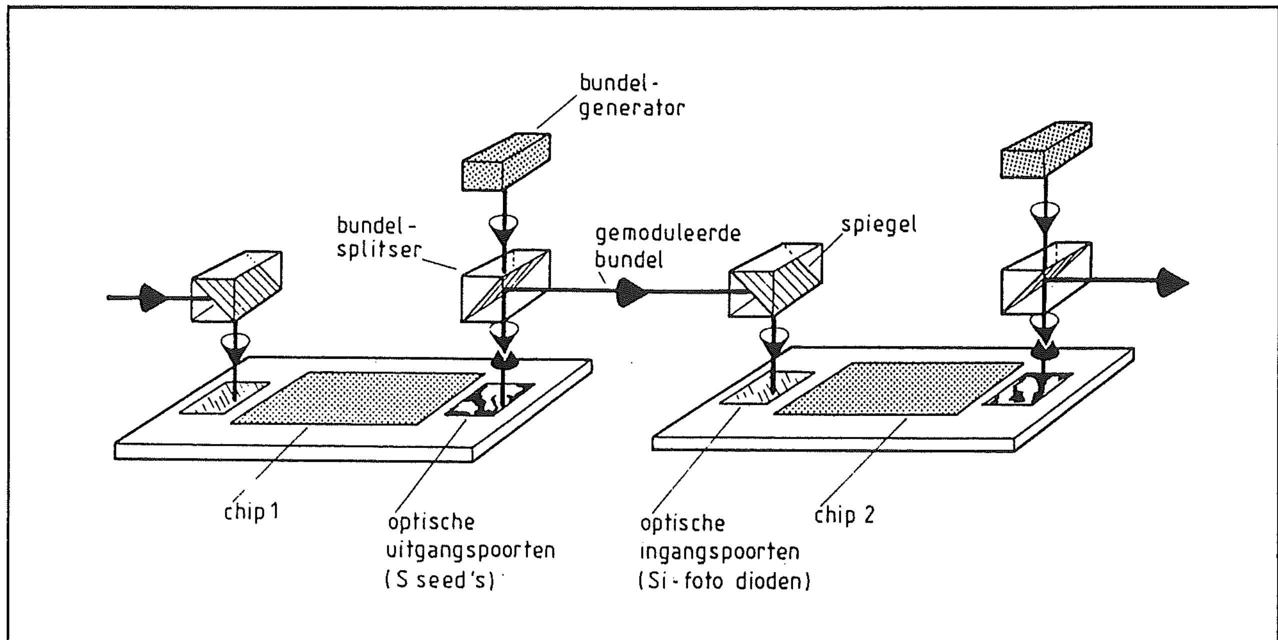
Een ander, even belangrijk probleem is dat een koperen geleider als een combinatie van een oneindig aantal in serie geschakelde LC-kringen kan opgevat worden. Als een snelle puls door zo'n netwerk wordt gestuurd ontstaan er geringe signaalvertragingen.

In het dagelijkse werk is dat geen probleem, maar als men met de moderne zeer hoge kloksnelheden van rond een half GHz wil werken ontstaan daardoor ontoelaatbare timing-verschillen in het systeem. Kortom, de beperkingen in de chipverbindingstechnologie (aantal pennen, capacitieve filtering, capacitief verliesvermogen en signaalvertragingen) hebben tot gevolg dat de voordelen van sub-micron technologie op chip-niveau niet werkbaar gemaakt kunnen worden op macro-schaal.

Optische technologie als redmiddel

Optische communicatie breekt door alle bestaande grenzen van de traditionele communicatie-elektronica. Tegenwoordig kunnen zeer grote hoeveelheden gegevens zeer snel en storingsvrij door micron-dunne glasvezels van een laser-diode naar een foto-diode getransporteerd worden. Zowel de infrarode laser-diodes als de infrarode foto-diodes kunnen zonder enig probleem geïntegreerd worden op een chip. Licht hoeft echter niet per definitie door een glasvezel getransporteerd te worden! Voor zeer kleine afstanden voldoet de lucht ook als transportmedium. Dat bracht onderzoekers op het idee te onderzoeken of het mogelijk was de aansluitpennetjes van een normaal IC te vervangen door een groot aantal optische in- en uitgangspoorten die op de chip geïntegreerd worden. De verbindingen tussen de uitgangspoorten van de ene chip en de ingangspoorten van de volgende chip moeten dan via zeer dunne infrarode bundels door de lucht tot stand komen. Als dat zou lukken, dan zouden alle interconnectie problemen in één klap opgelost zijn! Lichtbundels kunnen immers micron-dun zijn en de noodzakelijke foto-elektronische componenten kunnen op dezelfde schaal in een chip geïntegreerd worden.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-1: Het algemene principe van een optisch verbinding tussen twee chip's.

Parallelle lichtbundels storen elkaar niet en van paracitaire capaciteiten en netwerkvertragingen hebben lichtstralen nog nooit gehoord.
Het grootste probleem is uiteraard het ontwikkelen van een optisch systeem dat honderden micron-dunne bundeltjes infrarood licht produceert en deze focusseert op de optische in- en uitgangspoorten van de chip's.

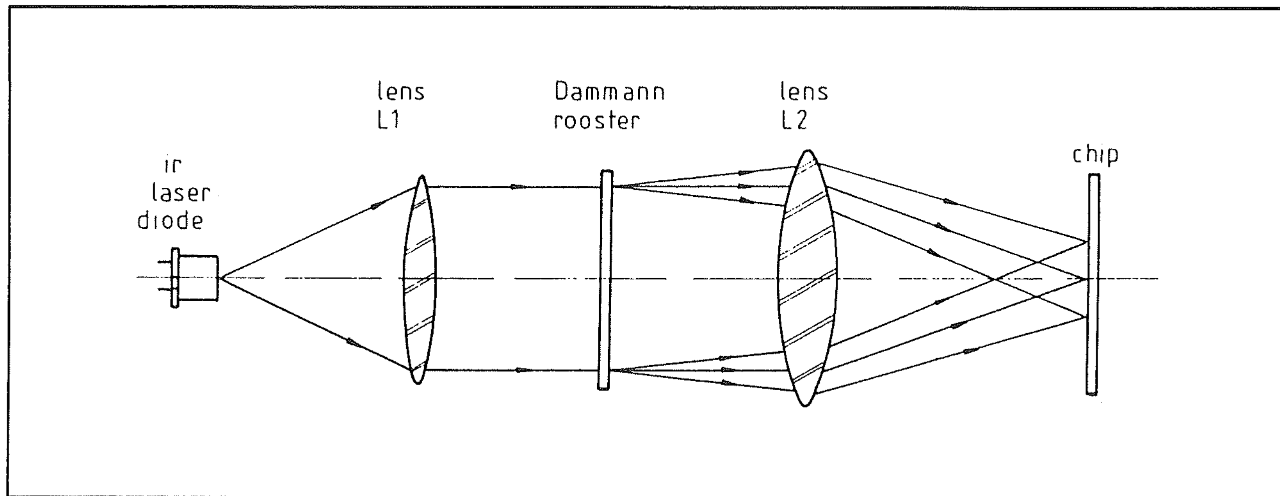
Het principe van optische chip-interconnectie

In figuur 3/3.38-1 is het principe getekend van een optisch interconnectie systeem tussen twee chip's. Chip 1 bevat een array van optische uitgangspoorten, zogenaamde SSEED's. Deze worden bestraald door een bundel infrarode stralen, gegenereerd door de bundelgenerator. De bundelsplitser zorgt ervoor dat de bundel van de generator naar de SSEED's gaat. Deze onderdelen zullen de stralen uit de bundel al dan niet reflecteren. De gereflecteerde stralen worden door de bundelsplitser over 90 ° afgebogen en gaan als gemoduleerde bundel naar chip 2.
Een spiegel zorgt ervoor dat de gemoduleerde bundel invalt op een array van optische ingangspoorten, silicium fotodiodes. Nadien worden de ontvangen optische signalen door normale elektronische schakelingen in chip 2 verder verwerkt.
De verschillende componenten van dit optisch interconnectie systeem zullen nu uitvoeriger besproken worden.

De bundelgenerator

De bundelgenerator heeft tot taak honderden micron-dunne infrarode lichtbundeltjes te genereren en deze te focusseren op de SSEED's van de zendende chip. Het systeem is schematisch voorgesteld in figuur 3/3.38-2. Basis is een infrarode laser-diode die 25 mW vermogen uitstraalt op een golflengte van 850 nm. De optische energie van deze diode wordt door middel van lens L1 omgezet in een parallelle bundel.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-2: Het splitsen van een infrarode straal in ontelbaar veel straaltjes.

Deze bundel valt in op een zogenaamd Dammann rooster. Dit rooster splitst de bundel in een groot aantal individuele lichtstraaltjes. Deze stralen worden tot slot door een tweede lens L2 en de (hier niet getekende) bundelsplitser gefocusseerd op de SSEED uitgangspoorten van de chip.

Het Dammann rooster

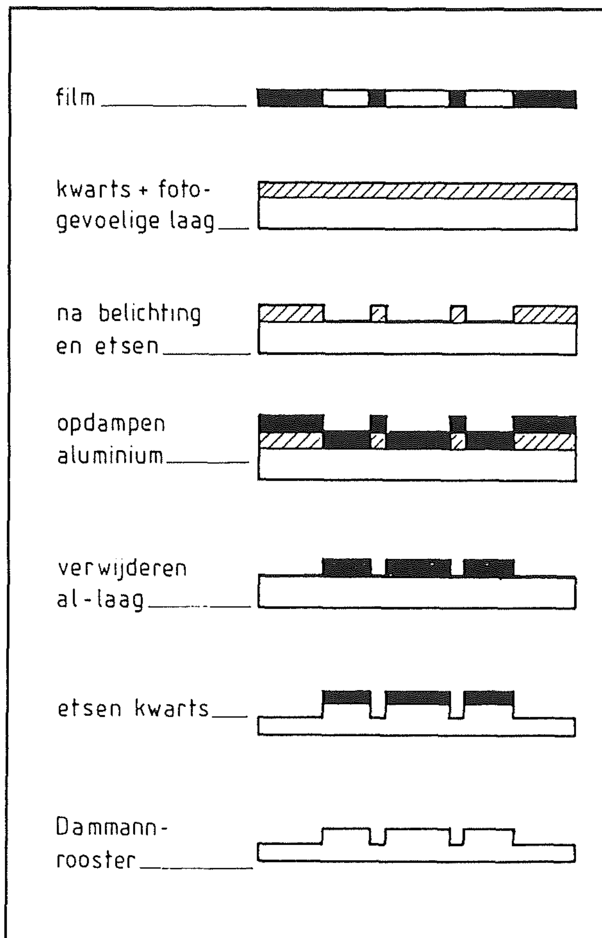
Belangrijkste onderdeel van deze optische constructie is het Dammann rooster. Dit rooster bestaat uit een plaatje kwarts waarop met uit de chip-technologie bekende technieken een rooster wordt aangebracht van stippen die het infrarode licht op een andere manier doorlaten dan het onaangetaste kwarts. Het begrijpen van de fysische werking van het rooster is alleen mogelijk na het doorlopen van een diepgaande cursus optica! Door het etsen van het kwarts zullen de geëtste stippen een bepaalde faseverschuiving veroorzaken bij het doorlaten van het licht. Belangrijk om te onthouden is dat het rooster de bundel licht die door de LED wordt uitgestraald door middel van brekingsprocessen omzet in een aantal deelbundeltjes die door middel van de lens L2 op de chip worden gericht. De deelbundels hebben identieke intensiteiten.

De fabricage van zo'n Dammann rooster is geschetst in figuur 3/3.38-3. Basis is een dun plaatje zuiver kwarts, waarop een 1 μm dik laagje fotogevoelige lak wordt aangebracht. Film en plaatje worden belicht en ontwikkeld. De belichte delen van de fotolaag spoelen daarbij weg. Nadien wordt een dun laagje (0,2 μm) aluminium opgedampt. Vervolgens wordt door middel van een chemisch proces de resterende fotolaag plus het aluminium dat daarop zit verwijderd. Het plaatje kwarts wordt nu geëtst met freon-gas. Daar waar het aluminium op het kwarts zit kan het gas niet bij het kwarts. Het gevolg is dus dat alleen een putjespatroon wordt geëtst. Putjes die verantwoordelijk zijn voor het ontstaan van de micron-dunne lichtbundeltjes.

De bundelsplitser

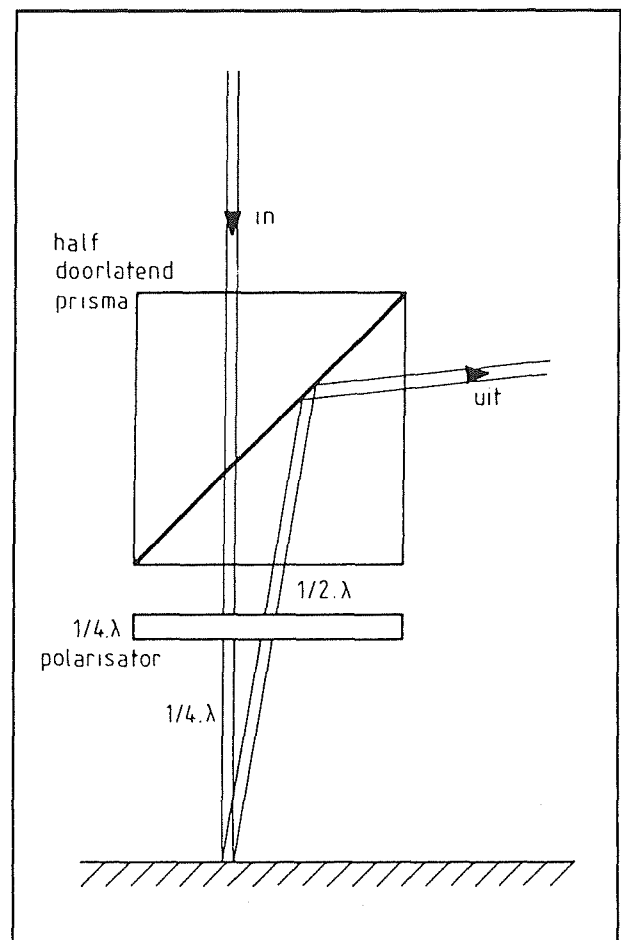
De bundelsplitser bestaat uit een half doorlatend prisma, een techniek die ook op grote schaal wordt toegepast bij het aftasten van een compact disk! Zoals uit figuur 3/3.38-4 volgt, is onder het prisma een 1/4 golflengte polarisator aangebracht.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-3: De fabricage van een Dammann rooster.

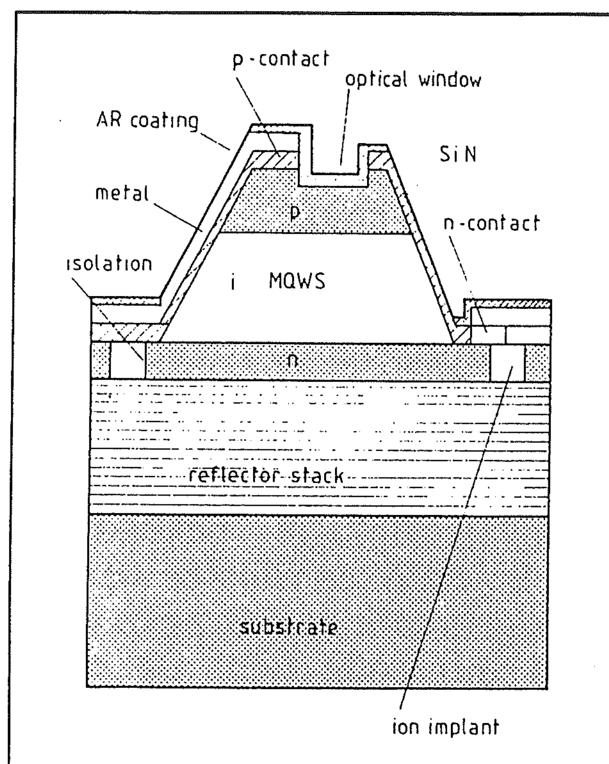
Deze zal de golfvormen van het er op invallende licht verdraaien zodat er een faseverschuiving over 1/4 van de golflengte ontstaat. Het halfdoorlatend prisma heeft de eigenschap dat niet gepolariseerde golven gewoon worden doorgelaten, maar dat golffronten die over de helft van de golflengte zijn verschoven worden teruggekaatst. De invallende bundel wordt dus gewoon doorgelaten naar het SSEED op de chip. Vanwege de polarisator zijn deze golven echter 1/4 golflengte gepolariseerd. De door de SSEED teruggekaatste golven worden nog eens over 1/4 golflengte gepolariseerd als zij voor de tweede keer door de polarisator gaan. In totaal levert dit onderdeel een faseverschuiving over 1/2 golflengte op. De teruggekaatste golven worden dus nu afgebogen door het prisma. Omdat dit onder een hoek van 45 ° is opgesteld zal de bundel over 90 ° worden afgebogen.



Figuur 3/3.38-4: De werking van het half doorlatend prisma.

De optische uitgangspoorten of SEED's
SEED is de afkorting van "Self Electrooptic Effect Device". De samenstelling van een dergelijk onderdeel is getekend in figuur 3/3.38-5.
Op het substraat (de basis) van de chip wordt een reflecterende laag aange-

bracht. Daarboven wordt met bekende integratietechnieken een speciale pin-diode gemaakt.
Deze heeft gallium-arsenide als basis, hetzelfde materiaal waaruit ook gewone fotodiodes worden gemaakt. Een SEED is dus in feite een speciale fotogevoelige diode.

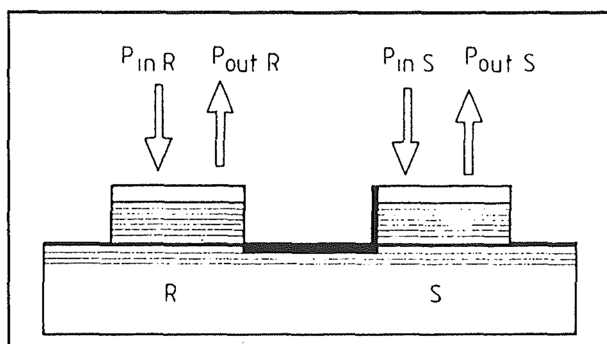


Figuur 3/3.38-5: Samenstelling van een SEED.

Het speciale zit hem in de zône die in de tekening is aangeduid met "MQWS", de afkorting van "Multiple Quantum WellS". Om te begrijpen wat er nu precies in de SEED gebeurt zou men een diepgravende cursus vaste stof fysica moeten volgen. Kort samengevat komt het er op neer dat als de pin-diode niet elektrisch gepolariseerd wordt de SEED alle invallende stralen onverzwakt zal reflecteren. Wordt er echter wel een spanning (typisch 5 V) over de pin-diode gezet, dan zal er in het MQWS-gebied een interactie plaats vinden tussen de invallende bundel en de pin-diode waardoor de SEED nu slechts ongeveer 70 % van de invallende bundel terug kaatst. Op deze manier kan men de invallende bundel die een constante intensiteit heeft omzetten in een gemoduleerde bundel. De modulatie verloopt in het ritme van de elektrische signalen die aan de pin-diode van de SEED worden aangelegd. Het verschil tussen onverzwakt en verzwakt teruggekaatst licht is echter niet erg groot (typisch 30 %) en bovendien afhankelijk van een heleboel fysische factoren.

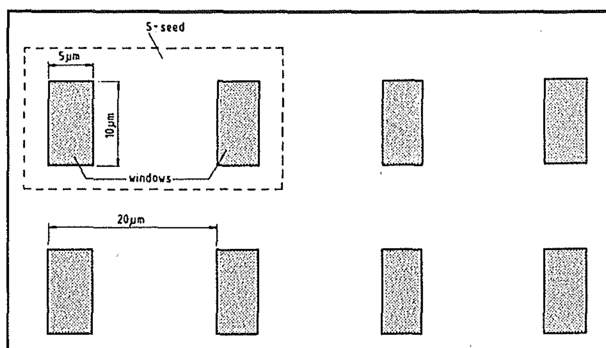
De SSEED, de symmetrische SEED
Vandaar dat men in de praktijk werkt met twee SEED's die invers worden aangestuurd. Als de ene SEED niet verzwakt zal de andere dat wél doen en vice versa. Zo'n combinatie wordt een SSEED genoemd, een Symmetrische SEED, omdat het geheel op dezelfde manier werkt als symmetrische leidingen waarover gegevens worden verstuurd. Een SSEED bestaat, zie figuur 3/3.38-6, uit twee identieke SEED's die naast elkaar geplaatst zijn. Deze worden de R-SEED en de S-SEED genaamd, begrippen die terug te voeren zijn tot de SET en RESET status van een flip-flop. Het geheel werkt ook als dusdanig. Als de R-SEED in de doorlatende modes wordt geschakeld zal de S-SEED in de verzwakkende modus staan. Iedere SEED wordt belicht met een straaltje uit de bundel stralen die door de bundelgenerator wordt gegenereerd.In figuur 3/3.38-7 is geschetst hoe de SSEED's op de zendende chip zijn ondergebracht in een matrix. De lichtdoorlatende venstertjes in de SEED's zijn maar een paar micron groot en het is dus een hele kunst de micron-dunne infrarode straaltjes precies op deze vensters te focusseren.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-6: De samenstelling van een SSEED.

De SEED-matrix zorgt er samen met het optische systeem voor dat de zendende chip een groot aantal gemoduleerde lichtstraaltjes uitzendt. De modulatie werkt symmetrisch, ieder elektrisch signaal wordt omgezet in twee straaltjes die de informatie bevatten onder de vorm van verzwakte of niet verzwakte intensiteiten.

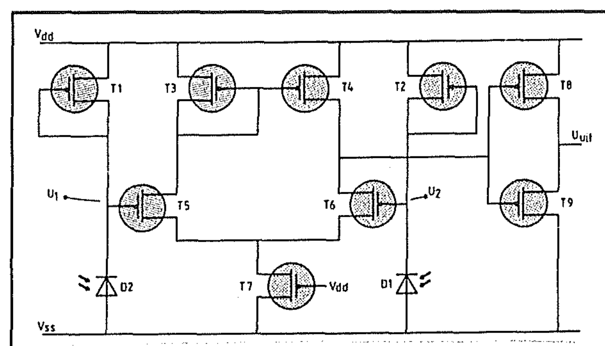


Figuur 3/3.38-7: Het onderbrengen van de SSEED's op het oppervlak van een chip.

De optische ingangspoorten

De symmetrisch gemoduleerde bundel wordt door middel van een onder 45 ° opgestelde spiegel en een lenzenstelsel gefocusseerd op de ingangsmatrix van de ontvangende chip.

Een optische ingangspoort bestaat uit twee fotogevoelige dioden die volgens het schema van figuur 3/3.38-8 in een differentiële versterker zijn ondergebracht. De twee dioden D1 en D2 worden getroffen door de twee straaltjes die de symmetrisch gemoduleerde informatie van één SSEED bevatten. De differentiële structuur van de schakeling zorgt ervoor dat de intensiteitsmodulatie ondubbelzinnig wordt omgezet in een logisch uitgangssignaal dat alleen maar de toestanden "L" en "H" kent.

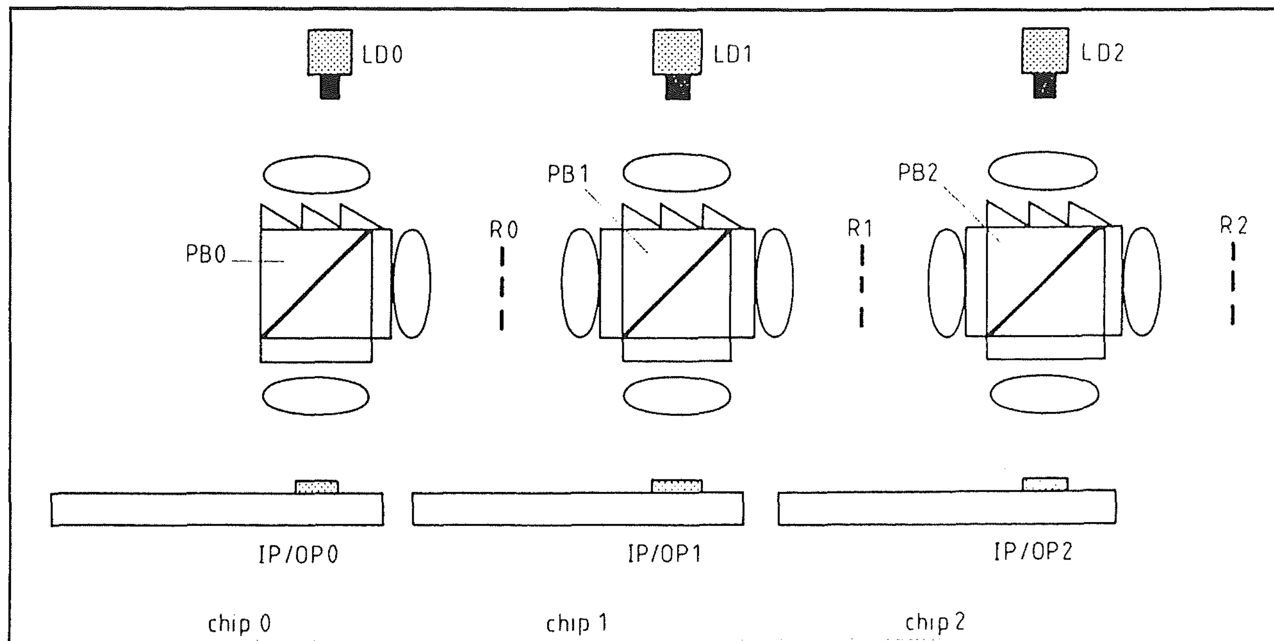


Figuur 3/3.38-8: Een differentiële versterker zet de symmetrische gemoduleerde lichtstralen om in een eenduidig digitaal signaal.

Bidirectionele optische communicatie

Het besproken systeem werkt unidirectioneel. De gegevens gaan in één richting door de bundel van de zendende naar de ontvangende chip. Men is er echter in geslaagd bidirectioneel optisch verkeer tussen twee chip's te realiseren. Het werd reeds geschreven dat een SEED in wezen een speciale fotodiode is. De diode in de SEED kan dus ook gebruikt worden voor het ontvangen van optische informatie. Het logische gevolg is dat men gecombineerde optische poorten heeft ontworpen, die als ingangs- en als uitgangspoort kunnen ingezet worden.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-9: Bidirectionele optische data-overdracht tussen drie chip's.

Zo'n bidirectionele chip-tot-chip optische connectie is schematisch voorgesteld in figuur 3/3.38-9. Drie chips 0, 1 en 2 zijn hier voorgesteld met hun IP/OP poorten 0, 1 en 2. Iedere chip beschikt nu over een eigen laserdiode LD en een eigen half-doorlatend prisma PB. Om ervoor te zorgen dat de stralen die van chip 0 naar chip 1 moeten gaan ook door de respectievelijke prisma's worden afgebogen zitten er tussen de optische systemen van de chip's 1/4 golflengte roosters R0, R1 en R2. Deze roosters zullen bepaalde stralen wel polariseren en andere niet. Op deze manier ontstaat een ingewikkeld patroon van wel en niet fasegedraaide straaltjes en kan men iedere straal van iedere chip naar iedere andere chip sturen.

De SSEED als logisch element

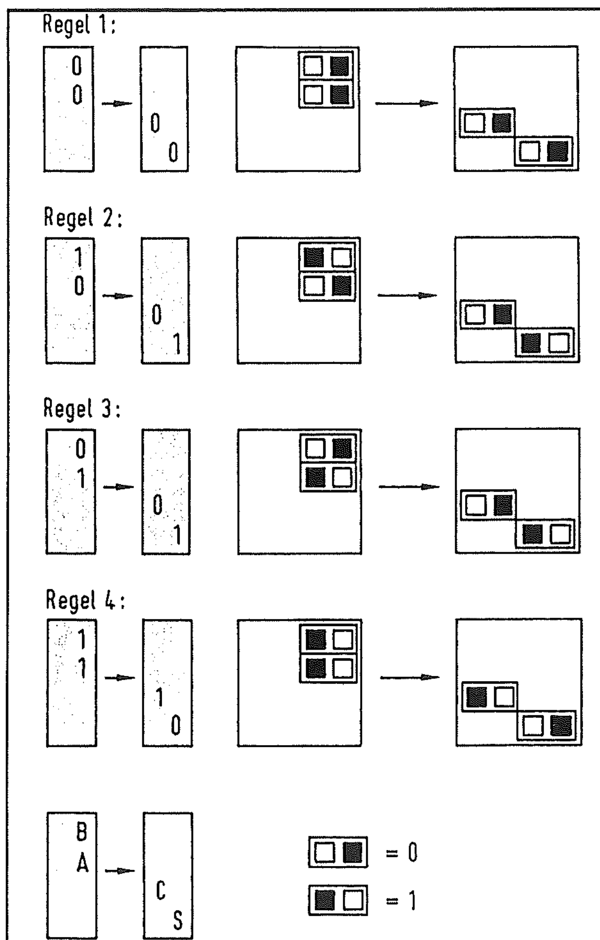
Een volgende ontwikkeling is het inzetten van SSEED's als logische poort. Zoals reeds beschreven kan een SEED zowel licht ontvangen als licht reflecteren. Men is er in geslaagd SSEED's in te zetten als NAND- en NOR-poorten, waarbij de in- en uitgangssignalen geen elektrische signalen zijn, maar optische stralen!

In principe komt de werking van zo'n optische poort op het volgende neer. Zowel de S- als de R-SEED's van een SSEED worden belicht met twee infrarode stralen. De eerste straal zet de SSEED in een bepaalde stand. Deze stand blijft bewaard in de SSEED. In wezen gebruikt men de SSEED dus als bi-stabiel element. De stand van de SSEED kan nadien worden uitgelezen door een stralenpaar op het onderdeel te richten. De logische functie ontstaat door de lichtstralen in het juiste patroon op de verschillende SSEED's van het logische element te richten.

In figuur 3/3.38-10 is als voorbeeld getekend hoe de som van twee bits A en B op deze optische manier kan worden berekend. Een optisch bit wordt door twee pixels voorgesteld. Links onder is getekend hoe dat gaat voor een "L"- en voor een "H"-bit. Daarboven staan vier substitutie-regels getekend. Deze worden op het

3.38 Chip's met optische interconnectie

SEED-array losgelaten, waardoor het sombit S en het eventueel overloop-bit C ontstaat.



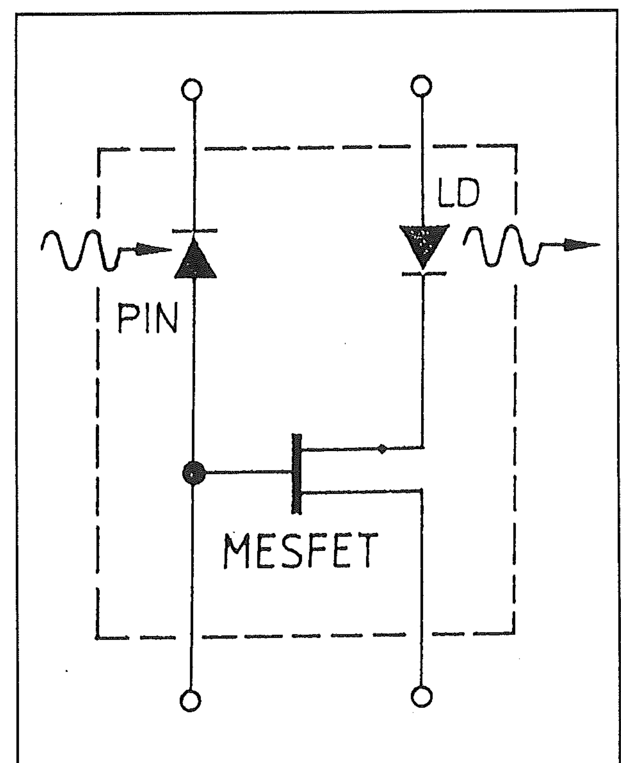
Figuur 3/3.38-10: Een voorbeeld van een optisch logisch element.

Het zal echter wél duidelijk zijn dat de standaard regels van de Boolse algebra voor het uitrekenen van logische functies hier te kort schieten. Men heeft een nieuwe logische algebra ontwikkeld, die "SSL" heet, het letterwoord van "Symbolic Substitution Logic".

Optische repeaters en straalafbuigers

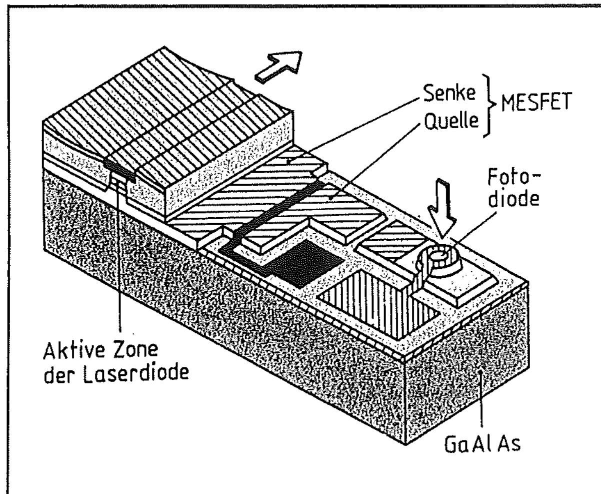
Het zal soms noodzakelijk zijn om lichtstraaltjes onder een hoek van 90 ° af te buigen. Bovendien moeten de uiterst dunne lichtstraaltjes soms versterkt worden. Ook hiervoor heeft men onderdelen ontwikkeld, de zogenaamde "optische repeaters". Een dergelijke chip bestaat, zie figuur 3/3.38-11, uit een pin-diode als ontvangend element en een laser-diode als zendend element. Tussen beide optische onderdelen is een MESFET aangebracht als versterker.

Men kan een dergelijke repeater op een dusdanige manier construeren, dat er tussen het invallende lichtstraaltje en het uitgezonden lichtstraaltje een hoek van 90 ° ontstaat. Deze constructe is geschetst in figuur 3/3.38-12. De foto-diode ontvangt het licht dat loodrecht op de chip invalt. De laser-diode is zo geïntegreerd, dat het licht in de lengterichting van de chip uittreedt.



Figuur 3/3.38-11: Het schema van een optische repeater.

3.38 Chip's met optische interconnectie



Figuur 3/3.38-12: Doorsnede door een repeater, die een hoek van 90 ° introduceert tussen het invallende en uitgestraalde licht.

Van theorie naar praktijk

In diverse laboratoria is men er in geslaagd opstellingen van optisch gekoppelde chip's te realiseren. Alvorens men echter soldeerbout en probes kan weggooien en met minuscule spiegeltjes in schakelingen moet gaan meten is er nog een lange weg te gaan!

Grootste probleem is het op productieschaal integreren van de laser-diodes en het optische systeem met de talrijke minuscule lensjes en spiegeltjes boven een chip.

Tweede bijna even groot probleem is het aanhouden van zo'n strenge fabricagetoleranties dat de micron-dunne infrarode straaltjes gefocusseerd worden op alle SEED's van alle chip's.

Een derde probleem is dat het infrarode vermogen dat op dit moment noodzakelijk is veel te hoog is. Dat moet met minstens een factor tien dalen!